

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Fonte de alimentação não interruptível para PCS

Fábio André Moreira da Silva

PARA APRECIÇÃO POR JÚRI

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Carlos João Rodrigues Costa Ramos (Prof. Doutor)

27 de Junho de 2016

Resumo

Este documento apresenta o trabalho realizado na dissertação cujo tema é fonte de alimentação não interruptível para *PCs*, desafio lançado pelo Prof. Dr. Carlos João Rodrigues Costa Ramos. Este tema tem como objetivo conceber um sistema inovador que cumpra os requisitos inerentes ao problema. Será apresentado um conceito a desenvolver com base em todo o estado da arte desenvolvido.

Como solução ao problema, é apresentado um sistema composto por um *PFC* para fazer correção do fator de potência e controlar os harmónicos injetados na corrente da rede *AC*, com o intuito de cumprir a norma IEC EN 61000-3-2 classe D. Um conjunto de conversores *DC/DC* que apresentem à sua saída os vários níveis de tensões requeridas para alimentar um computador, que são os $12V_{DC}$, $5V_{DC}$, $3.3V_{DC}$, $-12V_{DC}$ e $5V_{SB,DC}$. Estes conversores *DC/DC* foram projetados com o objetivo de obedecer a uma panóplia de critérios da regulamentação estabelecida pela *Intel* para a conceção de uma fonte de alimentação. Além destes conversores, é também criado um conversor *DC/DC* com a responsabilidade de realizar o processo de carregamento da bateria. Por fim, a escolha da tecnologia da bateria é feita com a comparação de duas tecnologias de armazenamento de energia atuais, sendo escolhida a que apresenta características promissoras para a sua aplicação neste sistema de potência.

Os resultados obtidos revelam a validade de todo o trabalho concebido, e abrem portas para mais estudos e melhoramentos no futuro.

Abstract

This document reports the dissertation work with the subject “non-interruptible power supply for PC”, following Prof. Dr. Carlos João Rodrigues Costa Ramos’ challenge. This work intends to conceive an innovative system that meets the requirements stemming from the problem. Based on current state of the art, a concept and its development will be presented.

As a solution to the problem, a system comprised of a PFC is proposed, to correct the power factor and to control the harmonics injected into the AC network, in order to meet the standard IEC EN 61000-3-2 class D. A set of DC/DC converters that present the various levels of voltages required to feed a computer at its output ($12V_{DC}$, $5V_{DC}$, $3.3V_{DC}$, $-12V_{DC}$ e $5V_{SB,DC}$) were used. These *DC/DC* converters were designed in order to comply with a range of Intel established regulatory criteria for the elaboration of a power supply. Besides the aforementioned, a DC/DC converter with the responsibility of performing the battery charging process has also been developed. Finally, the choice of battery technology was made by comparing two current energy storage technologies, having the one that presents the most promising characteristics for its application in the power system been chosen.

The results show the validity of the work undertaken and open doors for future development and improvement.

Agradecimentos

Um agradecimento especial ao Prof. Dr. Carlos João Rodrigues Costa Ramos pela sua disponibilidade, papel de guia e capacidade de discutir os problemas que emergiram, ambas de louvar.

Durante toda a minha vida tive a sorte de ter sempre presente bons amigos e companheiros, pela amizade, companheirismo e lucidez um grande obrigado.

Por último à minha mãe e à Beatriz Cruz pelo apoio incondicional, encorajamento e suporte ao longo de todo este caminho.

Fábio André Moreira da Silva

*“You should be glad that bridge fell down.
I was planning to build thirteen more to that same design”*

Isambard Kingdom Brunel

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Estrutura da Dissertação	2
2	Estado da Arte	5
2.1	Fonte de alimentação para <i>PCs</i>	5
2.1.1	Introdução	5
2.1.2	Constituição de uma fonte	6
2.1.3	Topologias candidatas a conversores <i>DC/DC</i>	6
2.2	<i>UPS</i>	6
2.2.1	Introdução	6
2.2.2	Tipos de <i>UPS</i>	6
2.3	Correção do fator de potência (<i>PFC</i>)	7
2.3.1	Introdução	7
2.3.2	Definição [20]	8
2.3.3	Correção do fator de potência versus redução harmónica [20]	10
2.3.4	Tipos de correção de fator de potência <i>PFC</i> [20]	10
2.3.5	Harmónicos na rede comparado com o IEC61000-3-2 [20]	11
2.3.6	Técnicas de controlo usadas nos conversores <i>DC/DC</i> para a correção do fator de potência	12
2.3.7	Conclusão	16
2.4	Sistemas de armazenamento de energia	16
2.4.1	Introdução	16
2.4.2	Conceito de potência e energia como especificação técnica da tecnologia eletroquímica [14]	17
2.4.3	Princípios de operação de uma bateria [17]	18
2.4.4	Descarga de uma célula	19
2.4.5	Carregamento de uma célula	19
2.4.6	Fatores que afetam o desempenho da bateria [17] [12]	19
2.5	<i>System breakdown</i>	24
2.6	Isolamento elétrico	24
2.7	Resumo ou Conclusões	25
3	Tecnologias de armazenamento de energia	27
3.1	Introdução	27
3.2	Análise da tecnologia eletroquímica a implementar	27
3.2.1	Bateria de chumbo-ácido	28

3.2.2	Bateria Lítio Ferro Fosfato (LiFePO ₄)	30
3.2.3	supercondensadores	31
3.3	Comparação entre as tecnologias estudadas	33
3.4	Conclusão	39
4	Conceito do Sistema	41
4.1	Arquitetura do sistema	41
4.1.1	Critérios identificados na conceção da solução	41
4.1.2	Características elétricas dos conversores <i>DC/DC</i> constituintes da solução a implementar	42
4.2	Bateria	42
4.3	Resposta ao problema	43
5	Fonte de alimentação	45
5.1	<i>Power Factor Corrector (PFC)</i>	46
5.1.1	Introdução	46
5.1.2	Características elétricas do <i>PFC</i>	46
5.1.3	Escolha da topologia	47
5.1.4	Construção do <i>PFC</i>	49
5.1.5	Apresentação de resultados	58
5.1.6	Conclusão a respeito da conceção do <i>PFC</i>	64
5.2	Conversores <i>DC/DC</i>	66
5.2.1	Características dos conversores <i>DC/DC</i>	66
5.2.2	Construção dos conversores <i>DC/DC</i>	66
5.2.3	Tensão de referência, arranque suave e sequência de arranque dos conversores <i>DC/DC</i>	73
5.2.4	Controlo aplicado nos conversores <i>DC/DC</i>	74
5.2.5	Limitação da corrente de saída nos conversores <i>DC/DC</i>	76
5.2.6	Valores de correntes e tensões nos componentes dos conversores <i>DC/DC</i>	77
5.2.7	Operação do conversor responsável pelo carregamento da bateria	81
5.2.8	Apresentação de resultados	84
5.2.9	Resumo ou Conclusões	88
6	Simulação da fonte de alimentação não interruptível para PCs	91
6.1	Sistema completo	91
6.2	Implementações adicionais	91
6.2.1	Apresentação de resultados	92
6.3	Resumo ou Conclusões	92
7	Conclusões e Trabalho Futuro	93
7.1	Satisfação dos Objetivos	93
7.2	Trabalho Futuro	93
A		95
A.1	Resultados obtidos nos conversores <i>DC/DC</i>	95

Lista de Figuras

2.1	Exemplo de um circuito de retificação, que é constituído por uma ponte retificadora de onda completa e por um condensador [15]	8
2.2	Características típicas das formas de onda da corrente, 2, e tensão, 1, de uma <i>SMPS</i> sem <i>PFC</i> [20]	9
2.3	Conteúdo harmónico na forma de onda da corrente da Figura 2.2 [20]	9
2.4	Na imagem da esquerda estão as formas de onda da tensão, topo, e da corrente, fundo, de entrada de uma <i>SMPS</i> com um <i>PFC</i> quase perfeito. Na imagem da direita é mostrado o conteúdo harmónico da forma de onda da corrente. [20] . . .	10
2.5	Configuração do filtro pi [5]	11
2.6	Formas de onda da corrente de entrada para diferentes tipos de correção do fator de potência (sem, passivo, ativo) [20]	11
2.7	Harmónicos injetados na rede por três tipos de correção de fator de potência comparativamente aos limites do IEC61000-3-2 [20]	12
2.8	Esquema do controlo <i>Peak current control</i> [18]	13
2.9	Esquema do controlo <i>Average current control</i> [18]	13
2.10	Esquema do controlo <i>Hysteresis control</i> [18]	14
2.11	Esquema do controlo <i>Boderline control</i> [18]	15
2.12	Esquema do controlo <i>Discontinuous current PWM control</i> [18]	16
2.13	PODE DAR JEITO!! ;) [1]	17
2.14	Operação eletroquímica de uma célula durante a descarga [17]	19
2.15	Operação eletroquímica de uma célula durante um carregamento [17]	20
2.16	Curva característica de descarga [12]	21
2.17	Perfil de descarga para 3 tipos de sistemas eletroquímicos [12]	22
2.18	Perdas óhmicas e de polarização em função da corrente [17]	22
2.19	Bateria descarregada a várias intensidades de corrente, intensidade crescente de 1 a 5 [17]	23
2.20	Perfil típico de tensão em carga e descarga [17]	24
2.21	SBS da fonte de alimentação	24
2.22	SBS da <i>UPS</i>	25
2.23	SBS da fonte de alimentação não interruptível para <i>PCs</i>	25
3.1	Gráfico de <i>Ragone</i> para várias tecnologias eletroquímicas de armazenamento de energia, ao nível da célula [13], [3]	28
3.2	Características típicas da tecnologia <i>LiFePO4</i> [6]	31
3.3	Energia específica e densidade de energia de várias tecnologias eletroquímicas [5]	34
3.4	Perfis convencionais de tensão em descarga das tecnologias eletroquímicas, a uma taxa de <i>C/5</i> [17]	35

3.5	Capacidade disponível de uma bateria de 120 Ah de ácido chumbo, segundo a corrente de descarga, com o expoente de <i>Peukert</i> entre 1,08 e 1,5 (escala linear) [6]	36
3.6	Tempo de operação da bateria em função da corrente de descarga em função de vários valores de <i>Peukert</i> . (escala logarítmica) [2]	36
3.7	Teste de stress a uma bateria de fosfato de ferro, e a sua relação com o fator de <i>Peukert</i> [11] [5]	37
3.8	Estimação do número de ciclos de uma bateria de lítio ferro fosfato em função da taxa de descarga. (escala logarítmica) [?]	38
4.1	Esquema básico da solução a implementar	42
5.1	A imagem da direita apresenta o modelo do circuito equivalente do transformador ideal da imagem da esquerda.	47
5.2	Topologia do SEPIC com transformador (isolamento elétrico) [6]	48
5.3	Esquema do ramo de realimentação so <i>SEPIC</i> com vários componentes que o constituem	52
5.4	Diagrama de <i>Bode</i> do sistema em malha aberta do compensador <i>PI</i> , equação 5.24, com a função de transferência do <i>SEPIC</i> , equação 5.23.	53
5.5	Divisor resistivo para a obtenção da tensão V_{ref} .	54
5.6	Circuito que implementa o arranque suave do <i>PFC</i> .	55
5.7	Circuito que implementa o arranque suave do <i>PFC</i> .	55
5.8	Alguns períodos das formas de onda de tensão, a $90V_{RMS}$ a $60Hz$, da corrente e da tensão de saída V_o , em regime permanente, à potência de 550W	58
5.9	Alguns períodos das formas de onda de tensão, a $265V_{RMS}$ a $50Hz$, da corrente e da tensão de saída V_o , em regime permanente, à potência de 550W	59
5.10	Alguns períodos das formas de onda de tensão, a $265V_{RMS}$ a $50Hz$, da corrente e da tensão de saída V_o , em regime permanente, à potência de 55W	59
5.11	Simulação de transição de potência de 0W a 550W e novamente para 0W, com $90V_{RMS}$ de tensão entrada, com escala de 1/10, a $60Hz$ de frequência.	60
5.12	Simulação do arranque suave do <i>PFC</i> , com $90V_{RMS}$ de tensão entrada, com escala de 1/10, a $60Hz$ de frequência à potência máxima, 550W.	61
5.13	Valores de fator de potência e <i>THD</i> a diferentes níveis de potência e com os dois limites de tensão de entrada	61
5.14	Análise no domínios das frequências dos valores dos harmónicos da corrente de entrada do <i>PFC</i> , com a tensão de entrada a $265V_{RMS}$ à potência de 55W	62
5.15	Comparação dos valores dos harmónicos da corrente de entrada do <i>PFC</i> , tensão de entrada a $265V_{RMS}$ à potência de 55W, com os limites estabelecidos pela norma IEC/EN 61000-3-2, classe D	62
5.16	sem o filtro rejeita banda. Na parte de cima está o resultado com $90V_{RMS}$ à potência de 550W, a do meio o resultado com $265V_{RMS}$ à potência de 550W e o resultado com $265V_{RMS}$ à potência de 55W do <i>PFC</i>	63
5.17	Simulação sem a implementação do <i>reset</i> ao condensador do <i>PI</i> , com transição de potência de 0W a 550W e novamente para 0W, com $90V_{RMS}$ de tensão entrada, com escala de 1/10, a $60Hz$ de frequência.	64
5.18	Circuito que constitui a solução do <i>PFC</i>	64
5.19	Perfil de carregamento de uma bateria de iões de lítio. [6]	82
5.20	Circuito que controla o arranque do conversor responsável pelo carregamento da bateria consoante a tensão no barramento <i>DC</i> .	83

5.21	Forma de onda da corrente de saída do carregador. Imagem de cima é sem a implementação do filtro e a de baixo com a implementação.	85
6.1	Sistema completo da fonte de alimentação não interruptível para PCs.	91
A.1	Arranque suave e transição de carga entre 80% e 0% a 10KHz a partir de 20ms após o arranque nos vários conversores <i>DC/DC</i> e com tensão de entrada a 19V. Imagem de cima apresenta a tensão de saída de cada conversor. Imagem de baixo apresenta a corrente na bobine de cada conversor.	95
A.2	Arranque suave e transição de carga entre 80% e 0% a 10KHz a partir de 20ms após o arranque nos vários conversores <i>DC/DC</i> e com tensão de entrada a 60V. Imagem de cima apresenta a tensão de saída de cada conversor. Imagem de baixo apresenta a corrente na bobine de cada conversor.	96
A.3	Resposta de cada conversor <i>DC/DC</i> à transição de carga entre 0% e 80% a 10KHz, com adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a 60V	97
A.4	Resposta de cada conversor <i>DC/DC</i> à transição de carga entre 0% e 80% a 10KHz, sem adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a 60V	98
A.5	Resposta de cada conversor <i>DC/DC</i> à transição de carga entre 0% e 80% a 50Hz, com adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a 60V	99
A.6	Resposta de cada conversor <i>DC/DC</i> à transição de carga entre 0% e 80% a 50Hz, sem adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a 60V	100
A.7	Resposta de cada conversor <i>DC/DC</i> à transição de carga entre 0% e 80% a 10KHz, com adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a variar de 19V a 60V. . .	101
A.8	Resposta de cada conversor <i>DC/DC</i> à transição de carga entre 0% e 80% a 10KHz, sem adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a variar de 19V a 60V. . .	102
A.9	Ruído na tensão de saída de cada conversor <i>DC/DC</i> em regime permanente a 10% da corrente nominal, com a carga capacitiva, e com tensão de entrada a 60V. . . .	103
A.10	Ruído na tensão de saída de cada conversor <i>DC/DC</i> em regime permanente a 100% da corrente nominal, com a carga capacitiva, e com tensão de entrada a 60V. . . .	104
A.11	Arranque dos conversores <i>DC/DC</i> sem carga aplicada.	105
A.12	Limitação de corrente nos conversores <i>DC/DC</i> , para potências acima do estipulado. Imagem de cima apresenta o nível de tensão de saída de cada conversor. Imagem de baixo apresenta o nível de corrente de saída de cada conversor no seu limite estabelecido.	106
A.13	Perfil da tensão e corrente durante o carregamento da bateria.	107

Lista de Tabelas

3.1	Vantagens e desvantagens das células de chumbo [17]	29
3.2	Vantagens e desvantagens das células de íons de lítio em relação a tecnologias tradicionais.[17], [16], [?]	30
3.3	Características típicas de um supercondensador.[5]	33
3.4	Comparação das várias características da tecnologia eletroquímica de chumbo e fosfato de ferro [17], [6]	39
4.1	Características elétricas dos conversores DC/DC	43
4.2	Requisitos técnicos da fonte de alimentação	43
5.1	Parâmetros do PFC	48
5.2	Valores dos componentes usados na simulação, com base nos resultados obtidos no subcapítulo 5.1.4.1	51
5.3	Diferenças no fator de potência e THD com e sem a implementação do filtro rejeita banda no ramo de realimentação do PFC	63
5.4	Especificações técnicas dos conversores DC/DC	66
5.5	Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor DC/DC de 12V	68
5.6	Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor DC/DC de 5V	69
5.7	Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor DC/DC de 3.3V	70
5.8	Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor DC/DC de $-12V$	71
5.9	Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor DC/DC de $5V_{SB}$	72
5.10	Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor DC/DC responsável pelo carregamento da bateria	73
5.11	Carga capacitiva a aplicar nos testes dos conversores DC/DC [10]	86
5.12	Máximo ruído em regime permanente nos conversores DC/DC [10]	87

Abreviaturas e Símbolos

AC	<i>Alternated Current</i>
AC/DC	<i>Alternated Current to Direct Current</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DC	<i>Direct Current to Direct Current</i>
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i>
DOD	<i>Depth of Discharge</i> (Profundidade de descarga)
EMI	<i>ElectroMagnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> (Resistências equivalente em série)
LiFePO4	<i>Lithium iron phosphate</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PF	<i>Power factor</i> (Fator de Potência)
PFC	<i>Power factor correction</i> (Correção do Fator de Potência)
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modelação da Largura do Pulso)
SEPIC	<i>Single-Ended Primary-Inductor</i>
SMPS	<i>Switched-Mode Power Supplies</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
Vcc	Tensão Corrente Contínua
Loren	Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Sed vehicula lorem commodo dui
WWW	<i>World Wide Web</i>
A	<i>Ampere</i>
V	<i>Volt</i>
W	<i>Watt</i>

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo são apresentados a motivação e os objetivos pretendidos com a realização do presente tema de dissertação. O capítulo inicia com as principais motivações da tese, continua com a descrição dos principais objetivos a atingir e termina com a descrição da estrutura do documento.

1.1 Motivação

Atualmente os computadores contêm componentes mais sofisticados, que se poderá também traduzir em sensíveis, e que podem ter um custo elevado, uma falha de energia pode ser o suficiente para poder originar uma avaria nesses componentes, podendo se tornar num custo elevado para o utilizador. (VER COMO INSERIR ISTO)

Com o agravamento da escassez de energia no mundo a eficiência energética torna-se um dos principais problemas para o ser humano. Assim sendo, é necessário o desenvolvimento de equipamentos elétricos/eletrónicos cada vez mais eficientes. Hoje em dia, o computador faz cada vez mais parte do nosso quotidiano, tornando-se uma ferramenta essencial e indispensável, contendo informação vital/sensível. Estes equipamentos são alimentados por uma fonte de alimentação, onde a sua eficiência e robustez é essencial. Para evitar perda ou dano de informação sensível na presença de um surto de energia, durante o uso do computador, temos a *UPS*. Sendo dois equipamentos independentes, a fonte de alimentação e a *UPS*, seria interessante criar um novo sistema híbrido que combine as vantagens e funcionalidades dos dois sistemas. .

1.2 Objetivos

Do exposto, os objetivos da presente dissertação prendem-se com a criação de uma fonte de alimentação não interruptível para *PCs*, assim os aspetos a explorar de forma a conseguir criar o sistema, são os seguintes:

- Analisar os componentes essenciais que constituem uma fonte de alimentação para *PCs*, de forma a determinar os requisitos do sistema;

- Comparar e identificar duas tecnologias de armazenamento de energia atuais de forma a determinar os requisitos do sistema que permitam satisfazer as necessidades de potência e capacidade;
- Escolher, dentro das topologias existentes, que tipos de conversores a usar que satisfaçam os requisitos;
- Projetar, através do PSIM e MATLAB, os conversores *DC/DC*, o *PFC* e os seus respetivos controladores/compensadores de forma a garantir o melhor desempenho e estabilidade para as várias condições de operação.
- Validar os resultados obtidos das simulações através da regulamentação da *Intel* [10] e a norma IEC EN 61000-3-2 classe D [23];
- Analisar e comentar os resultados obtidos;

Na prossecução destes objetivos foram considerados como fatores e índices de maior relevância: a eficiência, a simplicidade e o custo. Como tal, as decisões terão como base um *trade-off* compromisso destes três atributos.

1.3 Estrutura da Dissertação

Assim, a presente dissertação aborda os diversos aspetos do problema associado ao tema em questão: o estudo dos componentes essenciais da fonte de alimentação, a topologia dos conversores *DC/DC*, tecnologia de armazenamento de energia, métodos de controlo, bem como a respetiva modelação. Apresenta-se para cada sistema e subsistema a solução, ou soluções, encontradas acompanhadas de resultados que comprovam o bom desempenho das mesmas em ambiente de simulação. Deste modo a dissertação foi estruturada nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 1** — Contextualização do tema, motivação, objetivos e organização do documento. Este capítulo introduz o âmbito da presente dissertação, a motivação no tema e na realização da mesma, concluindo com a presente estruturação do documento.
- **Capítulo 2** — Estudo sobre os principais elementos que continuam uma fonte de alimentação para computadores. Revisão bibliográfica relativamente aos principais tipos de conversores *DC/DC*, métodos de correção do fator de potência, e tecnologias de armazenamento de energia. Nesta parte apresenta-se o estudo bibliográfico realizado, de forma a possibilitar o conhecimento geral do funcionamento do sistema e subsistemas constituintes do problema abordado, permitindo desenvolver uma resposta devidamente enquadrada com sistemas similares
- **Capítulo 3** — Comparação de tipos de tecnologias de armazenamento de energia. Com os tipos de tecnologia comparada será escolhida a que atualmente apresenta características mais promissoras e que satisfaça os requisitos da solução a implementar.

- **Capítulo 4** — Neste capítulo é exposto, com base no estudo bibliográfica realizado e descrito no capítulo 2, o conceito pensado para a realização da dissertação.
- **Capítulo 5** — Desenvolvimento dos vários sistemas e/ou subsistemas constituintes da fonte de alimentação. Continua com a descrição das abordagens escolhidas para os conversores e controladores, concluindo com a seleção dos métodos considerados mais eficazes para o funcionamento dos vários subsistemas.
- **Capítulo 6** — Será apresentado e comentado os resultados das simulações do sistema implementado da fonte de alimentação para computadores
- **Capítulo 7** — Conclusões e trabalho futuro. Finalmente terminamos com uma discussão sobre os resultados globais obtidos, enunciando de forma resumida, as conclusões mais relevantes do trabalho desenvolvido na presente dissertação. Por último, de forma a complementar o trabalho realizado, o autor sugere o trabalho futuro que permita o aperfeiçoamento do sistema proposto.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 Fonte de alimentação para PCs

2.1.1 Introdução

A fonte de alimentação é um equipamento eletrônico que fornece energia elétrica a uma carga elétrica. A fonte de alimentação tem como principal objetivo a conversão de uma forma de energia elétrica para outra forma que como resultado disso, por vezes, as fontes de alimentação são referidas como conversores de energia elétrica. Algumas fontes de alimentação são autônomas, por exemplo as fontes de laboratório, enquanto outras são construídas com finalidade definida, com por exemplo as fontes de alimentação dos computadores.

Existem dois tipos principais de fontes de alimentação reguladas, as fontes lineares e as comutadas.

Uma fonte de alimentação de modo de comutação (switch-mode power supply ou SMPS) é uma fonte de alimentação que usa o sinal PWM para regular o comutador, transistor, a fim de controlar a conversão de energia elétrica de uma forma muito mais eficiente. A largura do pulso varia consoante as alterações no nível de tensão DC na saída, esta mudança na largura do pulso cancela a alteração na tensão de saída da SMPS, mantendo-se praticamente constante face às variações na carga. Esta maior eficiência é conseguida através de uma menor dissipação de calor, menos perdas de energia, sendo a principal vantagem deste tipo de fonte de alimentação.

Uma fonte de alimentação linear regula a tensão de saída, dissipando a energia em excesso em perdas óhmicas (através de uma resistência ou de um transistor, estando este no seu modo ativo). Como um regulador linear regula ou a tensão de saída ou a corrente, dissipando o excesso de energia elétrica na forma de calor, a sua eficiência de potência máxima é V_{out}/V_{in} . Para funcionar adequadamente, é usado um circuito regulador moderadamente complexo, para assegurar um funcionamento linear com cargas baixas. Outro benefício das fontes de alimentação deste tipo é a ondulação extremamente baixa (ripple) e também muito pouco ruído na saída (também conhecido como EMI e RFI).

Concluindo, as fontes de alimentação comutadas estão a prevalecer em relação às fontes de alimentação lineares por causa da sua maior eficiência, do seu menor tamanho e do seu peso

muito inferior. No entanto, as fontes comutadas são muito mais complexas na sua arquitetura, as suas correntes de comutação podem causar problemas de ruído elétrico (EMI) se não forem cuidadosamente suprimidas, e em projetos simples podem ter um baixo fator de potência. No geral, as fontes de alimentação comutadas são mais caras, mas esse custo pode ser justificado com base no seu desempenho, a sua fiabilidade, a sua eficiência e no seu tamanho, quando comparadas com fontes de alimentação lineares semelhantes (na sua potência).

2.1.2 Constituição de uma fonte

2.1.3 Topologias candidatas a conversores *DC/DC*

Como são necessários vários níveis de tensão é necessário

2.2 *UPS*

2.2.1 Introdução

Uma fonte de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply (UPS)*) é um dispositivo elétrico que fornece energia de emergência para uma carga elétrica quando a fonte de energia, normalmente a rede elétrica, falha. A *UPS* é diferente de um sistema de alimentação de emergência ou gerador de emergência na medida em que irá fornecer a proteção quase instantânea às interrupções de energia elétrica, através da energia armazenada na sua bateria, ou outro tipo de armazenamento de energia.

Uma interrupção no fornecimento de energia num computador pode causar, a perda total ou a integridade da informação, que todo ou parte do sistema funcione mal, uma variedade de falhas que pode ocorrer em componentes, os quais não só resultam em inconvenientes, mas também em perda de dinheiro. Na presença de uma falha na energia a *UPS* notifica o utilizador do computador, permitindo que num curto espaço de tempo o utilizador possa salvar todos os trabalhos\dados e encerrar o computador adequadamente antes que a fonte de energia secundária, a bateria, se esgote. Além disto, a *UPS* também oferece proteção contra picos de energia, isto é, retifica a onda de modo a não danificar o computador.

2.2.2 Tipos de *UPS*

Atualmente a maioria das *UPS* guardam a sua energia em baterias de sealed valve-regulated lead-acid batteries (SVRLAs). As duas tecnologias dominantes são a ‘on-line’ e a ‘off-line’. A descrição ‘on-line’ e ‘off-line’ simplesmente indica se o inversor (componente da *UPS* que converte a energia DC fornecida pela bateria em energia AC que usamos pela tomada da parede) está ligado ou desligado (‘on-line’ e ‘off-line’) durante o funcionamento normal da *UPS*. Praticamente todas as *UPS* com potência igual ou superior a 10kVA são ‘on-line’.

Na *UPS on-line*, haja ou não uma perturbação na rede elétrica, a bateria está sempre a funcionar, fornecendo sempre energia para a carga. Quando a energia na rede vai abaixo, como é

esperado, fica a bateria a fornecer a energia até se esgotar, mas quando a energia volta é carregada novamente. No caso da *UPS on-line* a bateria e o inversor trabalham continuamente estando a energia da rede elétrica com ou sem perturbações. O Triac T1 está sempre ligado enquanto o Triac T2 tem como função fazer um bypass ao inversor quando este tem um problema. Quando a alimentação da rede falhar a *UPS* fornece energia apenas da bateria e até esta se descarregar. No entanto, quando volta a energia na rede elétrica, a bateria vai ser carregada novamente. O tempo de ativação da bateria ou de comutação deste tipo de *UPS* são considerados zero.

A *UPS off-line* a rede elétrica fica ligada diretamente à saída da *UPS* na ausência de qualquer problema de energia na rede, sendo que a bateria só entra em ação somente na existência de uma perturbação na energia da rede. No caso de *UPS off-line*, o inversor é desativado quando existe energia da rede elétrica e a tensão de saída é derivada diretamente da rede. O inversor é ativado apenas quando a energia da rede elétrica falhar. Seu tempo de comutação é menos de 5 ms. Estas *UPS* são geralmente usados em computadores ou outros aparelhos eletrônicos onde uma pequena duração, 5 ms ou menos, na interrupção no fornecimento de energia podem ser tolerados.

2.3 Correção do fator de potência (PFC)

2.3.1 Introdução

Um corretor do fator de potência (*PFC*) molda a forma de onda da corrente de entrada de forma a poder maximizar a potência ativa disponível na rede. Idealmente, o sistema devia simular uma resistência pura, desta forma o consumo de energia reativa seria nula. Inerente a este cenário está a ausência de harmónicos na corrente de entrada, isto é, a corrente é uma pura replica da tensão de entrada, tipicamente uma onda sinusoidal, e perfeitamente em fase. Neste caso a corrente drenada pela rede está no mínimo requerido para executar o seu trabalho, minimizando as perdas e os custo associados à rede de distribuição de energia e com a geração de energia e o capital de investimento envolvido no processo. A ausência de harmónicos na rede também minimiza interferências com outros dispositivos conectados à mesma rede.

Outra razão para implementar um corretor de fator de potência nas fontes de alimentação é para cumprir com a regulamentação atualmente imposta. Hoje em dia, os equipamentos elétricos na Europa e no Japão devem cumprir com a IEC61000-3-2. Este regulamento aplicasse com a maioria dos equipamentos elétricos com consumo de potência até 600W (equipamento Classe D), e especifica o máximo de amplitude dos harmónicos na rede até ao 39º harmónico. Adicionalmente, outros regulamentos de eficiência energética como o Energy Star 5.0 para computadores e Energy Star 2.0 fontes de alimentação externas. [23] [20]

2.3.2 Definição [20]

Correção do fator de potência é simplesmente a razão entre a potência ativa e a potência aparente, ou:

$$\text{Fator Potência} = \frac{\text{Potência Ativa } [W]}{\text{Potência Aparente } [VA]} \quad (2.1)$$

onde a potência ativa é a media, durante um ciclo, do produto instantâneo da corrente com a tensão, a potência aparente é o produto do valor rms da corrente com o valor rms da tensão. Se a corrente e a tensão são ondas sinusoidais e estão em fase, o fator de potência é unitário. Se ambas são sinusoidais mas não estão em fase, o fator de potência é o cosseno do ângulo da fase.

Fonte de alimentação que usam conversores que se baseiam na comutação para converter energia, *Switched-Mode Power Supplies (SMPS)*, apresentam à rede elétrica uma impedância não linear essencialmente pelo circuito de retificação. Usualmente o circuito de retificação, Figura 2.1, é constituído por uma ponte retificadora de meia onda ou de onda completa, seguida por um condensador de armazenamento capaz de manter a tensão ao seus terminais perto da tensão de pico da onda sinusoidal de entrada, até que no próximo pico o condensador volta a carregar.

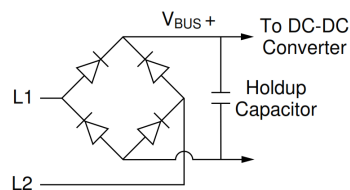


Figura 2.1: Exemplo de um circuito de retificação, que é constituído por uma ponte retificadora de onda completa e por um condensador [15]

Neste caso a corrente é drenada da rede apenas no pico da forma de onda tensão de entrada e este pulso de corrente deve conter energia suficiente para sustentar a carga até ao próximo pico da onda de tensão. Isto quer dizer que é injetada uma grande quantidade de carga no condensador durante um pequeno espaço de tempo, e no restante tempo o condensador é descarrega a sua energia armazenada para a carga, até que o processo se repita novamente. Nesta situação, é usual que o pulso de corrente seja 10% ou 20% do ciclo, concluindo-se que o pulso será 5 ou 10 vezes superior à corrente média consumida pela carga. [20] A Figura 2.2 ilustra a situação caracterizada anteriormente. A forma de onda 1, no topo, representa a tensão de entrada AC e a forma de onda 2, no fundo, representa a forma como é absorvida a corrente na rede AC.

Pode-se notar que a corrente está em fase com a tensão, apesar da distorção severa na forma de onda. Aplicando a formula 2.1 a este exemplo vai-se ter uma noção errada do fator de potência por dar como resultado valor unitário.

A Figura 2.3 mostra o conteúdo harmónica da forma de onda da corrente da Figura 2.2. A componente fundamental, o harmónico 1, mostra que a sua amplitude está a 100%, e as amplitudes dos harmónicos seguintes são dadas como percentagem da amplitude da componente fundamental.

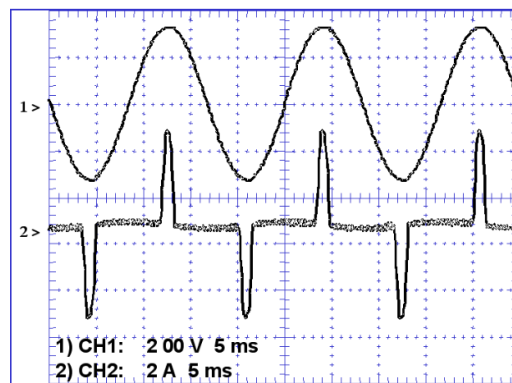


Figura 2.2: Características típicas das formas de onda da corrente, 2, e tensão, 1, de uma *SMPS* sem *PFC* [20]

Como só a componente fundamental produz energia ativa, enquanto os outros harmônicos contribuem para a energia aparente, pode-se dizer que o fator de potência é inferior a 1, valor unitário. Este desvio é representado pelo termo chamado *distortion factor* e é o principal responsável por não haver fator unitário nas *SMPS*. A equação genérica que relaciona a relação entre potência ativa e potência aparente é dada por:

$$P_{in}[W] = V_{in}(rms) \cdot I_{in}(rms)[VA] \cdot \cos \phi \cdot \cos \theta \quad (2.2)$$

Onde $\cos \phi$ é o deslocamento do fator vindo do ângulo de fase ϕ entre as formas de onda da tensão e da corrente e o $\cos \theta$ é o fator de distorção.

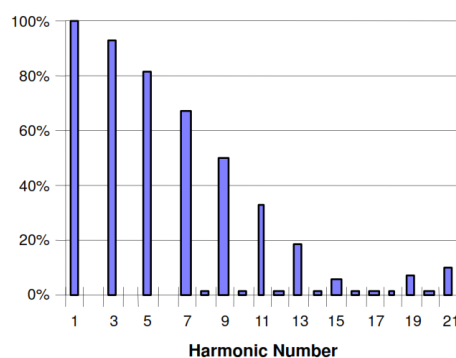


Figura 2.3: Conteúdo harmônico na forma de onda da corrente da Figura 2.2 [20]

Para referência, a Figura 2.4 mostra as formas de onda da tensão, topo, e da corrente, fundo, de entrada de uma *SMPS* com um *PFC* quase perfeito. Tem uma forma de onda da corrente imita a forma de onda da tensão, tanto na sua forma e fase. Pode-se ver na imagem da direita que o conteúdo harmônico da corrente além da componente fundamental é praticamente nulo.

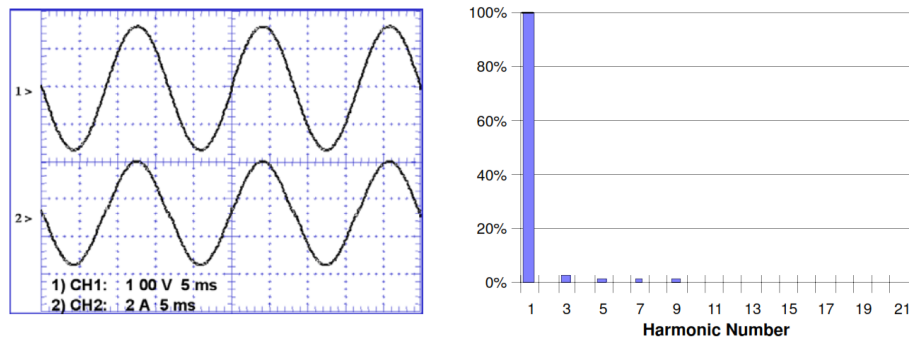


Figura 2.4: Na imagem da esquerda estão as formas de onda da tensão, topo, e da corrente, fundo, de entrada de uma *SMPS* com um *PFC* quase perfeito. Na imagem da direita é mostrado o conteúdo harmônico da forma de onda da corrente. [20]

2.3.3 Correção do fator de potência versus redução harmônica [20]

A partir do conteúdo da secção 2.3.2 é possível compreender que um alto fator de potência e baixo conteúdo harmônico andam de "mão dada". Geralmente, é pensado que especificando limites para harmônicos é possível obter melhores resultados no controlo da "poluição" na corrente de entrada, do ponto de vista de minimização da quantidade de corrente e na interferência com outros equipamentos ligados na mesma rede. Assim sendo, é comum chamar-se de "correção do fator de potência" ao processo de moldar a forma de onda da corrente de entrada, no entanto, segundo regulamentações internacionais a sua medida é baseada no conteúdo harmônico. No caso das *SMPS* são usadas as seguintes formulas, 2.3 e 2.4, que relacionam a distorção harmônica com o fator de potência.

$$THD(\%) = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}} \quad (2.3)$$

THD é *Total Harmonic Distortion* que é a soma do quadrado dos harmônicos não pretendidos sobre a componente fundamental, que dá um valor reativo ao conteúdo harmônico em relação à componente fundamental.

O valor absoluto do *THD* é usado, não a percentagem, e demonstra que para o fator de potência ser unitário é necessário que o *THD* seja nulo.

$$\cos \theta = PF = \sqrt{\frac{1}{1 + THD^2}} \quad (2.4)$$

2.3.4 Tipos de correção de fator de potência *PFC* [20]

Pode-se dizer que existem dois tipos de correção do fator de potência, o *PFC* ativo e o passivo. Como o nome diz, o *PFC* passivo utiliza componentes passivos, como o condensador e a bobine. O tipo mais comum de correção de fator de potência passivo é o filtro pi, como é mostrado na Figura 2.5. Este filtro remove frequências não desejadas de um sinal. Tendo a frequência de corte

do filtro logo acima da frequência fundamental é possível reduzir o conteúdo harmónico da forma de onda da corrente. A potências elevadas os componentes deste tipo de correção passiva podem assumir um tamanho grande, aumentando o custo dos componentes, e pesado. Algumas das suas principais vantagens são a simplicidade, fiabilidade, robustez e a não gera ruído eletromagnético de alta frequência (*EMI*) [1]

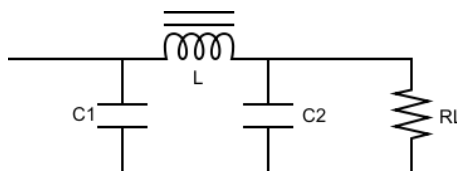


Figura 2.5: Configuração do filtro pi [5]

Os *PFC* ativos utilizam componentes como o transistor e circuitos integrados. Existe uma ampla gama de topologias para este tipo de correção, sendo possível criar circuitos para diferentes modos de operação, especificações e tecnologias. Uma das topologias mais populares neste tipo de correção ativa é o conversor *boost* (*step-up*). Com este tipo de correção é possível usar componentes leves e pequenos, atingir fator de potência elevados, cumprir com regulamentações, boa flexibilidade e controlo, e a possibilidade de operar na gama de tensões universal. [1]

A Figura 2.6 mostra três formas de onda de corrente de entrada de uma fonte de alimentação para computadores de 250w, todas as formas de onda estão na mesma escala.[20] Pode-se observar que o pico de corrente do *PFC* passivo, forma de onda 2, é ligeiramente superior que do ativo, forma de onda 3. Pode-se observar que a fonte sem correção do fator de potência, forma de onda 1, possui picos de corrente muito elevados em comparação os outros dois tipos.

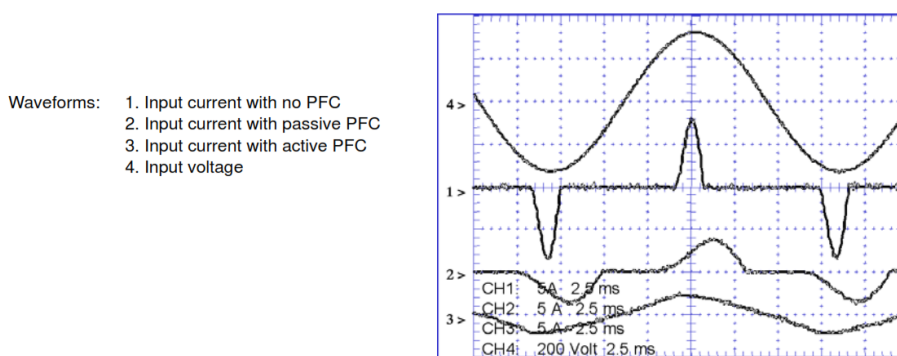


Figura 2.6: Formas de onda da corrente de entrada para diferentes tipos de correção do fator de potência (sem, passivo, ativo) [20]

2.3.5 Harmónicos na rede comparado com o IEC61000-3-2 [20]

A Figura 2.7 mostra o conteúdo harmónico injetado na rede eléctrica por três fontes de alimentação para *PC* de 250W, cada uma com tipo diferente de correção de fator de potência, comparando

cada tipo de correção com os limites impostos pelo IEC61000-3-2. [20] O limite apresentado pela norma IEC61000-3-2 são para os dispositivos da classe D, que inclui computadores pessoais, televisores e monitores até e inclusive 600W. [23] As amplitudes dos harmônicos são proporcionais à potência de entrada dos três dispositivos. Pode-se observar que a performance do *PFC* passivo cumpre à risca o limite do para o terceiro harmônico (harmônico número 3). Embora a altas frequências o seu desempenho seja inferior à correção passiva, em princípio devido ao ruído gerado pelas comutações a altas frequências, o melhor desempenho vem da unidade que possui o *PFC* ativo, em toda a gama de harmônicos os seus valores estão claramente abaixo do limite indicado pela norma.

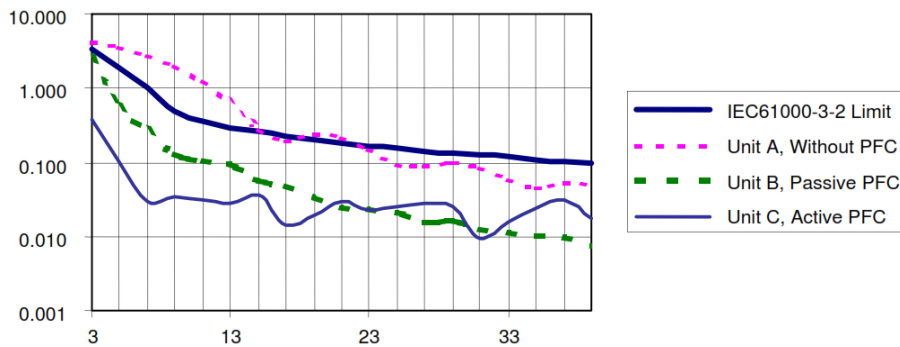


Figura 2.7: Harmônicos injetados na rede por três tipos de correção de fator de potência comparativamente aos limites do IEC61000-3-2 [20]

2.3.6 Técnicas de controlo usadas nos conversores *DC/DC* para a correção do fator de potência

Muito sumariamente, será apresentado neste subcapítulo as vantagens e desvantagens das varias técnicas de controlo, com base na informação apresentada no artigo [18], a aplicar nos conversores *DC/DC* de forma a se obter um corretor do fator de potência.

Em cada tipo de controlo será apresentado, como referência, uma figura com o esquema da técnica aplicada à topologia do conversor *DC/DCboost*. Também será apresentada a forma de onda da corrente na bobine.

2.3.6.1 *Peak current control*

Vantagens:

- Frequência de comutação constante;
- É preciso obter o valor da corrente a atravessar o transístor, que pode ser conseguido por um transformador de corrente, evitando perdas comparativamente ao uso de uma resistência como sensor;
- Não precisa do amplificador do erro da corrente e a sua rede de compensação

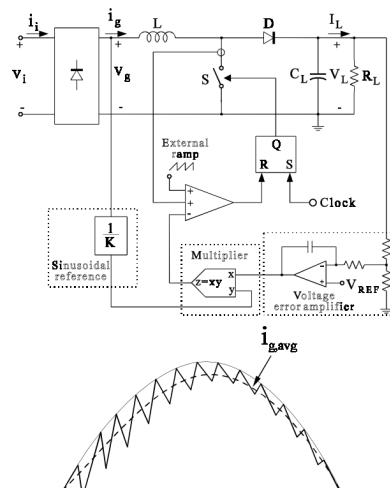


Figura 2.8: Esquema do controlo *Peak current control* [18]

- Possibilidade de limitar a corrente a atravessar o transístor.

Desvantagens:

- Presença de oscilações sub-harmónicas com *duty cycle* maiores que 50%, sendo necessário uma rampa de compensação;
- Aumento da distorção da corrente com tensões de entrada mais elevadas e na presença de cargas leves, sendo pior na presença de uma rampa de compensação;
- Controlo mais sensível ao ruído.

2.3.6.2 Average current control

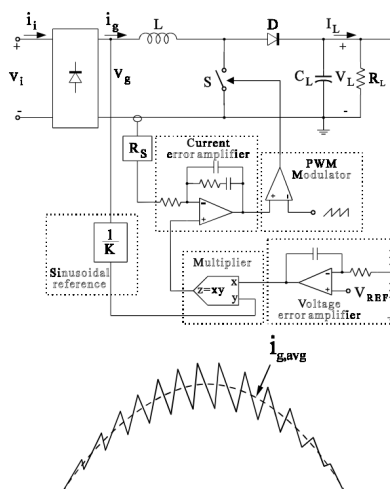


Figura 2.9: Esquema do controlo *Average current control* [18]

Vantagens:

- Frequência de comutação constante;
- Não é preciso rampa de compensação;
- Controlo é menos sensível ao ruído, devido à filtragem da corrente;
- Melhor forma de onda que o controlo *Peak current control*.

Desvantagens:

- É preciso obter o valor da corrente na bobine;
- É necessário um amplificador do erro da corrente e sua rede de compensação, e a sua construção deve ter em conta os vários pontos de operação durante o ciclo da rede AC.

2.3.6.3 Hysteresis control

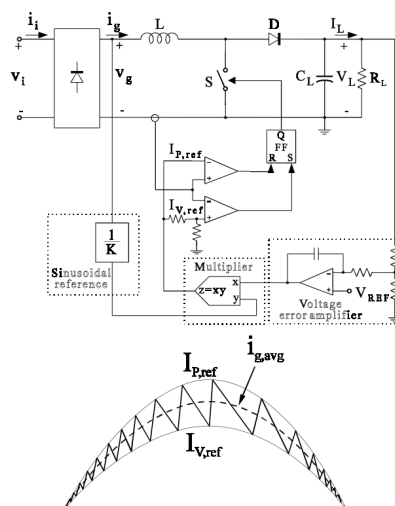


Figura 2.10: Esquema do controlo *Hysteresis control* [18]

Vantagens:

- Não é preciso rampa de compensação;
- Baixa distorção na forma de onda da corrente de entrada.

Desvantagens:

- Frequência de comutação variável;
- É preciso obter o valor da corrente na bobine;
- Controlador sensível ao ruído.

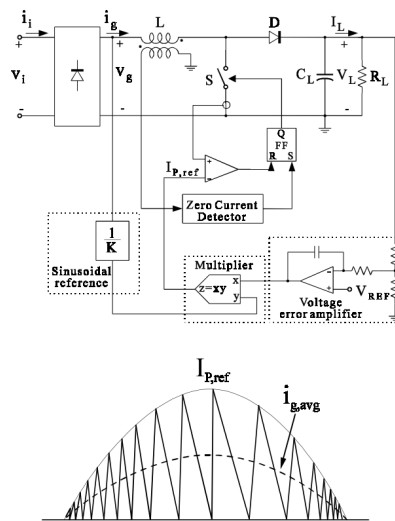


Figura 2.11: Esquema do controlo *Boderline control* [18]

2.3.6.4 *Boderline control*

Vantagens:

- Não é preciso rampa de compensação;
- Não é necessário um amplificador do erro da corrente e sua rede de compensação;
- Possibilidade de limitar a corrente a atravessar o transístor, se for usado um sensor de corrente no mesmo.

Desvantagens:

- Frequência de comutação variável;
- É preciso obter o valor da corrente na bobine para se detetar quando chega a zero;
- Se for usado o sensor de corrente no transístor, o controlo torna-se mais sensível ao ruído.

2.3.6.5 *Discontinuous currente PWM control*

Vantagens:

- Frequência de comutação constante;
- Não é necessário o sensor de corrente na bobine;
- Controlo do *PWM* simples.

Desvantagens:

- Maior *stress* nos componentes, causado pela corrente, que na técnica de controlo *Boderline control*;
- Maior distorção na corrente de entrada ao se usar a topologia *boost*.

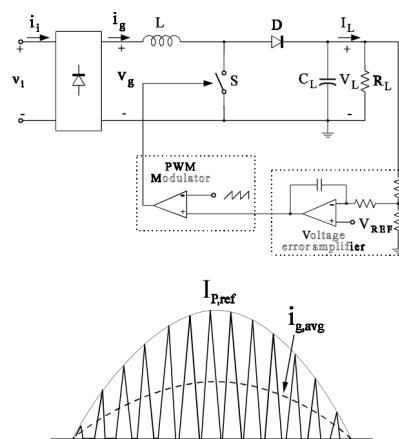


Figura 2.12: Esquema do controle *Discontinuous current PWM control* [18]

2.3.7 Conclusão

Um corretor do fator de potência ideal deve emular uma resistências no lado da rede AC enquanto na sua saída mantém minimamente regulada.

Os PFC têm evoluído significativamente devido ao interesse em cumprir com regulamentações como o IEC61000-3-2, limitação no EMI

Power-factor correctors have evolved significantly because of an increased interest in complying with standards like (harmonic reduction), EMI limits, and others. They have improved and become more cost-effective due to better integrated-circuit controllers.

The main difference between passive and active PFCs is simply the use of passive components versus using mostly active components with controller integrated circuits. Both can achieve power-factor corrections at different levels. Depending on the design efficiency, cost, and topology, they could be used in wide variety of applications. (See table.)

2.4 Sistemas de armazenamento de energia

2.4.1 Introdução

Os sistemas eletroquímicos, baterias, têm uma grande importância em vários sistemas elétricos porque a energia química armazenada pode ser convertida em energia elétrica para ser fornecida a sistemas elétricos, quando e onde é preciso.

De uma forma geral, nos dias de hoje quando adquirimos um produto eletrônico que contenha um sistema de armazenamento de energia, uma bateria, temos imediatamente em mente algumas palavras chave como, o tempo de operação, o tempo de conversação, o tempo de espera e a vida útil. Estas palavras de certa forma traduzem a qualidade desse produto eletrônico, tornando-se crucial a escolha adequada da tecnologia da bateria a implementar.

Embora as baterias existam há mais de um século, são ainda a tecnologia que limita o desenvolvimento de várias aplicações. Com a crescente necessidade na eficiência energética e, em

TABLE: PROS AND CONS FOR PASSIVE PFC AND ACTIVE PFC	
Passive PFC	Active PFC
Simple and rugged circuitry	Small and light components
Cost-effective at low power	High power factor = 0.99
Cannot completely correct nonlinear loads	Can comply with IEC61000-3-2
Bulky and heavy magnetics required	Great flexibility and control
Not a source of EMC	Good EMC characteristics
Not possible for universal input range	Able to operate in universal input range

Figura 2.13: PODE DAR JEITO!! ;) [1]

geral impulsionado pelo grande avanço tecnológico nas ultimas décadas, é que se sentiu várias inovações tecnológicas nesta área nos últimos anos, em busca de uma solução ideal para o armazenamento de energia. Como resultado, obteve-se novos eletrólitos, maior densidade de carga, novos formatos e novos revestimentos para uma maior conformidade.[17]

Existem várias tecnologias de baterias secundárias, com capacidade de recarga, em que a principal diferença entre cada tecnologia reside nos materiais constituintes do ânodo, cátodo e eletrólito.

Por norma, o caráter económico associado às novas tecnologias dificulta o acesso à informação técnica, referentes às composições químicas das baterias ou outro tipo de informações que poderão ser encontradas nas seguintes referências [17].

2.4.2 Conceito de potência e energia como especificação técnica da tecnologia eletroquímica [14]

A escolha de uma determinada tecnologia eletroquímica para uma determinada aplicação pode ser muito complexa, sendo necessário saber certos conceitos como a potência e energia específica e a densidade de potência e de energia. Com esses conceitos pode-se escolher de forma mais assertiva a tecnologia eletroquímica mais conveniente para a aplicação em questão. A seguir apresentamos uma breve definição desses conceitos

A energia específica é a quantidade de energia armazenada por cada kg de uma dada célula ou bateria, tendo como unidade Wh/kg. Conhecendo as necessidades energéticas de um dado sistema

é com este valor que, numa primeira aproximação, se pode conhecer o peso total do sistema de armazenamento de energia.

A potência específica refere-se à quantidade de potência disponível por cada kg, tendo como unidade W/kg. É um parâmetro altamente variável e depende essencialmente da carga a que o sistema de armazenamento está sujeito. É altamente recomendável que as baterias não operem próximo dos valores de potência máxima por mais do que alguns segundos, isto, para garantir uma maior longevidade às baterias e para que as mesmas operem de uma forma mais eficiente.

A densidade de energia, tendo como unidade Wh/L, traduz a capacidade nominal de energia por unidade de volume de uma bateria, permitindo saber o volume da célula/bateria consoante a capacidade desejada.

A densidade de potência, tendo como unidade W/L, é a potência máxima por unidade de volume. Permite ter a noção do volume da célula/bateria para um determinado requisito de potência.

2.4.3 Princípios de operação de uma bateria [17]

A bateria é um dispositivo que fornece energia através da conversão de energia química contida nos materiais ativos em energia elétrica, através do processo de oxidação redução. O processo inverso ocorre quando está a ser recarregada. Este tipo de reação envolve transferência de eletrões de um material para outro, através de um circuito elétrico.

O termo “bateria” é frequentemente usado para designar uma ou um conjunto de células. As células podem estar dispostas em série ou em paralelo, consoante o requisito de tensão e corrente da bateria. A célula é a unidade eletroquímica básica que fornece energia elétrica através da conversão direta da energia química.

Uma célula é constituída principalmente por 3 componentes:

- Ânodo ou eletrodo negativo, de redução ou combustível, que é o eletrodo que fornece eletrões ao circuito exterior e em que ocorre a oxidação num processo de descarga;
- Cátodo ou eletrodo positivo, o eletrodo oxidante, que é o eletrodo que aceita eletrões do circuito elétrico, e em que ocorre a redução num processo de descarga;
- Eletrólito é o condutor iónico, que providencia o meio de transferência de carga entre o ânodo e o cátodo. Geralmente o eletrólito é um líquido, podendo ser composto por água ou outro solvente, com sais dissolvidos, ácidos, alcalinos para dar condutividade iónica.

As combinações mais vantajosas entre ânodo e cátodo são as mais leves e que permitem maior diferença de potencial e capacidade, embora muitas destas combinações possam ser, na prática, impossíveis devido a reatividades, elevado custo ou outras deficiências [17].

As células e as baterias podem ser identificadas como primárias(não recarregáveis) ou secundárias(recarregáveis), dependendo da sua capacidade de ser recarregadas [17].

As reações numa célula ocorrem na interface dos eletrodos. Em termos gerais a reação num eletrodo, oxidação no sentido direto, pode ser representada por:

2.4.4 Descarga de uma célula

A operação de descarga de uma célula está representado na figura 2.14. Quando é ligada uma carga à célula os elétrons dirigem-se do ânodo, ocorre uma oxidação, passando através da carga até chegar ao cátodo, onde vão se acumular e ocorrer uma redução no material. O circuito elétrico é completado no eletrólito pela passagem de aniões (íons negativos) e catiões (íons positivos) para o ânodo e cátodo, respetivamente.

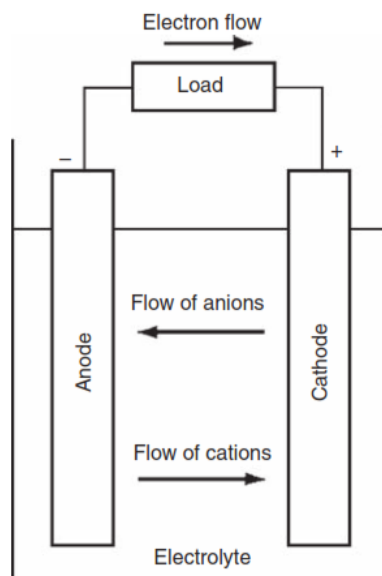


Figura 2.14: Operação eletroquímica de uma célula durante a descarga [17]

2.4.5 Carregamento de uma célula

Durante o processo de carregamento de uma célula, a corrente circula no sentido contrário ao da descarga ocorrendo a oxidação no eletrodo positivo e a redução no eletrodo negativo, como mostra a figura 2.15. Por definição o ânodo é o eletrodo em que a oxidação ocorre e o cátodo onde ocorre a redução, sendo neste caso o ânodo o eletrodo positivo e o cátodo o negativo.

2.4.6 Fatores que afetam o desempenho da bateria [17] [12]

O desempenho e a capacidade disponível de uma bateria podem variar significativamente em relação ao seu valor teórico, isto, porque o seu desempenho está intrinsecamente dependente das condições a que a está sujeita e dos vários fatores com influências mútuas entre si.

Também se deve ter em conta que mesmo num design de uma célula haverá diferenças de performance de fabricante para fabricante e entre versões diferentes da mesma bateria, como por exemplo standard e premium.

Nas próximas subsecções apresentar-se-á alguns desses efeitos.

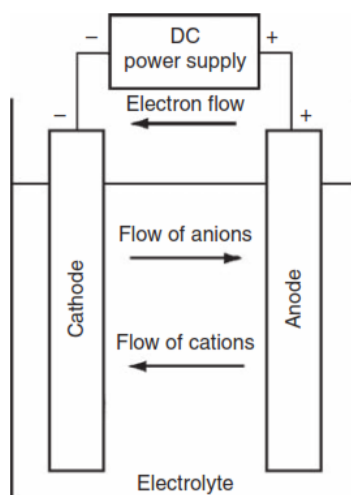


Figura 2.15: Operação eletroquímica de uma célula durante um carregamento [17]

2.4.6.1 Níveis de tensão na bateria [12]

O nível de tensão influencia também as reações que ocorrem ao nível da célula. Há diferentes tipos de tensões para referenciar os vários estados como a:

- tensão teórica, que é em função dos materiais do ânodo e cátodo, da composição do eletrólito, e da temperatura;
- tensão em vazio/circuito-aberto, é a tensão sem existência de carga, tornando-se uma boa aproximação da tensão teórica;
- tensão nominal, que é a tensão típica de funcionamento da bateria;
- tensão em trabalho, esta é a representação mais real da voltagem de operação de uma bateria perante uma carga, e é mais baixa que a tensão em vazio;
- tensão de corte, é designada como a tensão em que a bateria se encontra descarregada, ou então em que a maioria da capacidade da bateria já foi fornecida, podendo variar consoante o tipo de descarga.

Tendo como exemplo uma célula da bateria de chumbo, a tensão teórica e em vazio são 2,1 V, a tensão nominal é 2,0 V, a tensão em trabalho é entre 1,8 V e 2,0 V, e a tensão típica de corte é 1,75V, em carga moderadas ou leves, e em cargas pesadas é 1,5 V. Em carregamento a tensão pode variar entre os 2,3 e 2,8 V [17] [12].

No caso ideal, durante a descarga a célula mantém a sua tensão teórica até que os materiais ativos sejam consumidos e a sua capacidade seja totalmente utilizada, acabando em tensão nula. Na realidade a tensão da célula é inferior à tensão teórica, esta perda deve-se essencialmente à perda ohmica. Isto é, o produto da corrente de descarga com a resistência interna ($I \cdot R$) e pela polarização dos materiais ativos nos dois elétrodos. A tensão também decresce durante a descarga

devido ao aumento da resistência interna, pela acumulação de produtos de descarga, concentrações, polarização. . .

A Figura 2.16 ilustra os comportamentos mencionados anteriormente. Podemos observar que a curva 2 é semelhante à curva 1 mas mais inclinada, devido à célula possuir uma maior resistência interna, uma maior corrente de descarga ou então os dois. À medida que a resistência interna ou a corrente é aumentada durante a descarga, a curva vai apresentar uma maior inclinação ao longo do tempo.

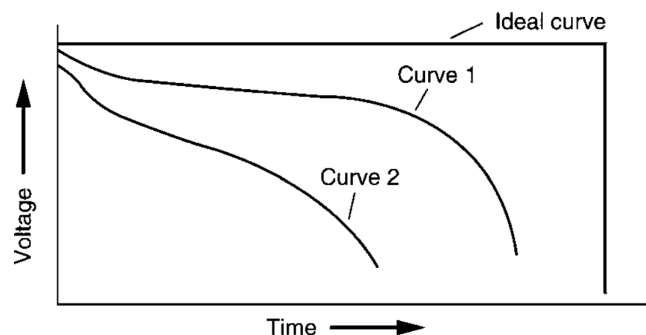


Figura 2.16: Curva característica de descarga [12]

Com isto, pode-se concluir que na realidade a energia fornecida por uma bateria é inferior à sua capacidade teórica, ampere-hora, devido à tensão média durante a descarga ser inferior à teórica e à célula não ser completamente descarregada até atingir a tensão nula.

A forma da curva de descarga está condicionada mediante o eletrólito, condições de descarga e características de fabrico. A Figura 2.17 mostra curvas típicas de descarga em que a:

- curva 1 é a mais constante para valores de tempo intermédios, e representa um sistema eletroquímico onde o efeito da mudança da concentração dos reagentes e dos produtos da reação tem efeito mínimo até praticamente à descarga;
- curva 2 representa um sistema com duas fases, indicando uma mudança no mecanismo das reações;
- curva 3 é típica de um sistema em que a tensão e a resistência interna varia com a mudança na concentração dos reagentes e produtos.

2.4.6.2 Corrente de descarga [17]

O conjunto de perdas óhmicas com as perdas de polarização variam de uma forma não linear com a intensidade de corrente conforme é mostrado na Figura 2.18. Assim sendo, quanto maior a corrente de descarga maiores são as perdas e menor é a tensão em trabalho, o que leva à diminuição do tempo de operação da bateria.

A Figura 2.19 apresenta-se um gráfico com várias curvas de descarga de uma bateria. A curva 2 representa uma descarga muito suave, podendo se observar que com este tipo de descarga a curva

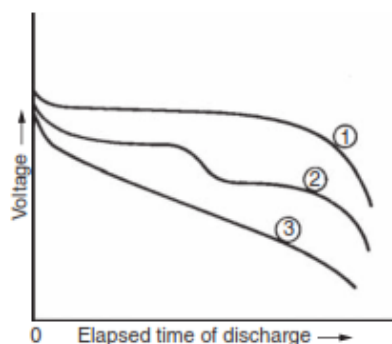


Figura 2.17: Perfil de descarga para 3 tipos de sistemas eletroquímicos [12]

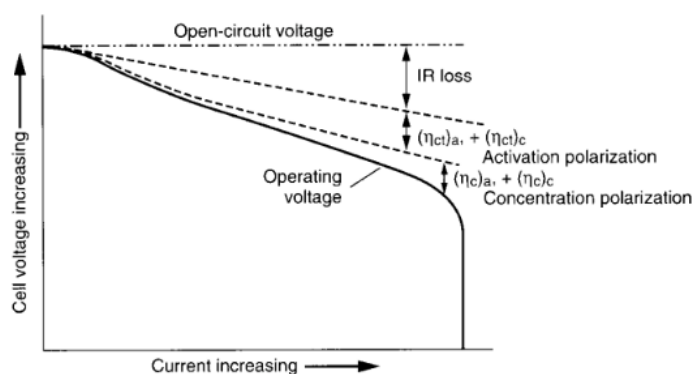


Figura 2.18: Perdas ôhmicas e de polarização em função da corrente [17]

aproxima-se curva teórica, curva 1, que representa a tensão e a capacidade teórica de uma bateria. No entanto, uma longa descarga numa bateria pode se tornar num fator de redução da capacidade da bateria devido à deterioração química (3.2.12 livro). Pode-se observar nas curvas, 3 a 5, que com o aumento de corrente de descarga a tensão em trabalho diminui e a inclinação das curvas são cada vez mais acentuadas, causando uma diminuição do tempo de operação da bateria e da capacidade da bateria em ampere-hora.

Uma forma tradicional dos fabricantes se referirem à corrente de descarga é através do *C-Rate*, com a intenção de normalizar a capacidade, em ampere-hora, de uma bateria. O *C-Rate* é uma medida da “velocidade” a que uma bateria é descarregada em relação à sua capacidade máxima. A taxa de 1C significa que a corrente de descarga irá descarregar a bateria por completo numa hora. Isto é, se a capacidade nominal da bateria é 5 Ah então quer dizer que a mesma tem a capacidade de fornecer 5 A contínuos durante 1h, ou 1 A durante 5 h. No entanto, como vimos anteriormente, o comportamento de uma bateria difere em função da corrente de descarga, o que se pode concluir que este método diminui de precisão à medida que essa mesma corrente varia, provocando efeitos que levam a uma descarga num intervalo de tempo menor ou maior do que se espera.

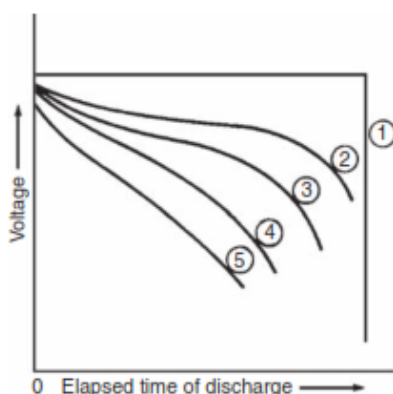


Figura 2.19: Bateria descarregada a várias intensidades de corrente, intensidade crescente de 1 a 5 [17]

2.4.6.3 Temperatura [17]

A temperatura tem uma grande influência na longevidade da bateria e no seu desempenho, variando a atividade química da bateria em função da temperatura. A baixas temperaturas a atividade química é menor e a sua resistência interna aumenta, implicando maiores perdas e disponibilizando menor capacidade útil. A elevada temperaturas, por norma acontece o efeito contrário.

2.4.6.4 Auto descarga [17]

Todas as baterias se descarregam sempre que não são utilizadas durante longos períodos de tempo. As taxas de descarga dependem do tipo de sistema, da temperatura a que estão sujeitas, a sua idade, entre outros.

2.4.6.5 Ciclo de vida da bateria [17]

A longevidade de uma célula depende de vários fatores como as condições climáticas, o tipo e profundidade de descarga (*Depth-of-Discharge (DOD)*).

2.4.6.6 Perfil de tensão em carga e descarga [17]

Um circuito que utilize uma bateria recarregável tem que tolerar os vários níveis de tensão que a bateria pode apresentar, desde a tensão de corte até à tensão máxima em carregamento. A Figura 2.20 seguinte mostra as características da curva de descarga e de carga de uma bateria.

As especificações dos níveis de tensões e o seu perfil depende da tecnologia da bateria, da corrente de carregamento, da temperatura, entre outros. A fonte tensão para o carregamento da bateria deve ser projetada de forma que a sua tensão seja regulada durante o ciclo de carga.

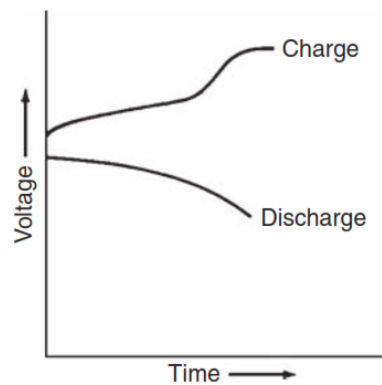


Figura 2.20: Perfil típico de tensão em carga e descarga [17]

2.5 System breakdown

O *System breakdown* é um método de estrutura baseado na decomposição no sistema e produto, criando uma arquitetura do sistema para uma melhor análise e compreensão. Como a fonte de alimentação e a *UPS* representam sistemas complexos, para melhorar a compreensão dos componentes envolventes é apresentado um *System breakdown* de todo o processo.

Numa primeira abordagem, de todo o sistema, vamos apresentar os dois principais componentes:

- Fonte de alimentação para PCs
- *Uninterruptible Power Supply (UPS)*
- Solução a implementar

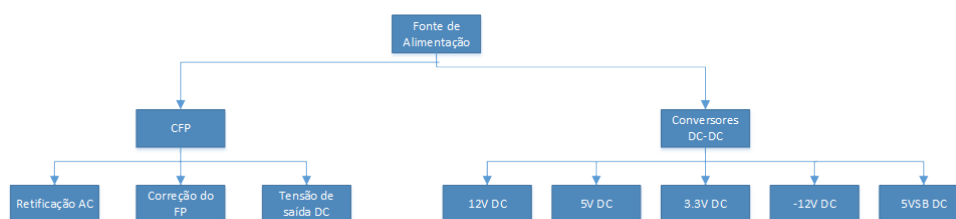


Figura 2.21: SBS da fonte de alimentação

2.6 Isolamento elétrico

Objetivos

Isolamento das conexões em comum entre a entrada e saída, para satisfazer os requisitos de segurança.

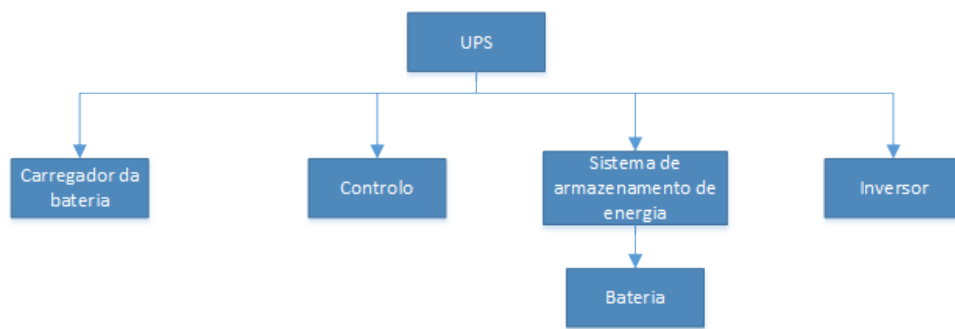


Figura 2.22: SBS da UPS

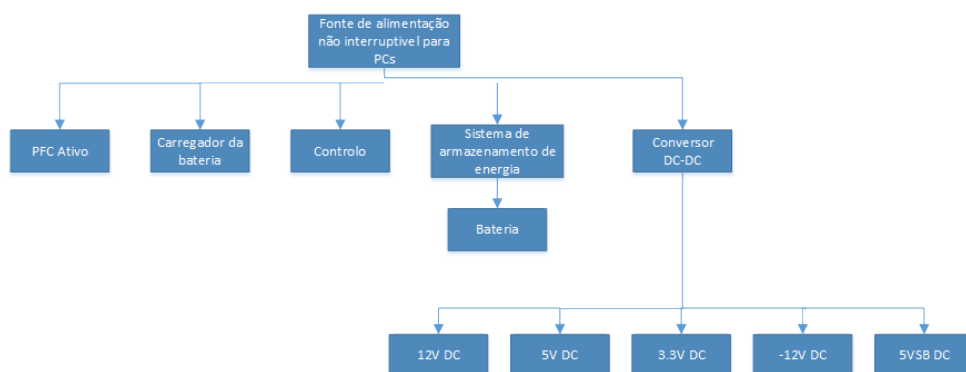


Figura 2.23: SBS da fonte de alimentação não interruptível para PCs

Redução do tamanho do transformador ao incorporar isolamento através de um transformador de altas frequências no conversor.

Minimização da corrente e voltagem grandes conversões, usando a razão de transformação dos enrolamentos.

Possibilidade de obter várias tensões de saída através de vários enrolamentos secundários.

2.7 Resumo ou Conclusões

bla bla

Capítulo 3

Tecnologias de armazenamento de energia

3.1 Introdução

Vamos analisar nesta secção essencialmente dois tipos de tecnologia eletroquímica, a bateria de chumbo e de lítio ferro fosfato. Tendo em vista o desenvolvimento tecnológico futuro, será interessante apresentar muito sumariamente uma tecnologia que poderá revolucionar o mundo a nível de armazenamento energético, e será uma tecnologia a ter em conta para fazer um *upgrade* a este sistema que se está a desenvolver.

Tendo como objetivo a criação de uma fonte de alimentação para PC ininterrupta, que na presença de uma falha da energia primária tenha o auxílio de uma energia secundária recarregável, uma bateria, e que desta forma mantenha as suas características a nível de potência durante o tempo estipulado. Além disso pretendemos uma bateria que possua um bom compromisso entre potência e energia específica, dando mais importância ao valor da potência, que também tenha ausência de efeito de memória, elevado número de ciclos, que seja muito segura e boa gama de temperatura em operação.

3.2 Análise da tecnologia eletroquímica a implementar

Como a bateria de chumbo é a tecnologia eletroquímica tradicionalmente usada na UPS e por ser uma tecnologia de referência por existir há mais de 100 anos iremos fazer a comparação entre a bateria chumbo e uma tecnologia mais recente e promissora que é a bateria de lítio ferro fosfato (LiFePO₄), por ser a mais segura dentro da gama das tecnologias de lítio.

Esta decisão veio de uma primeira análise do gráfico de *Ragone* que é mostrado na Figura 3.1. O gráfico de *Ragone* é utilizado para comparar o compromisso entre potência e energia específica de uma dada tecnologia eletroquímica. Isto é, uma maior energia traduz-se numa maior capacidade de armazenamento enquanto uma maior potência se traduz na quantidade de energia que pode fornecer. Os gráficos podem estar dispostos numa escala logarítmica.

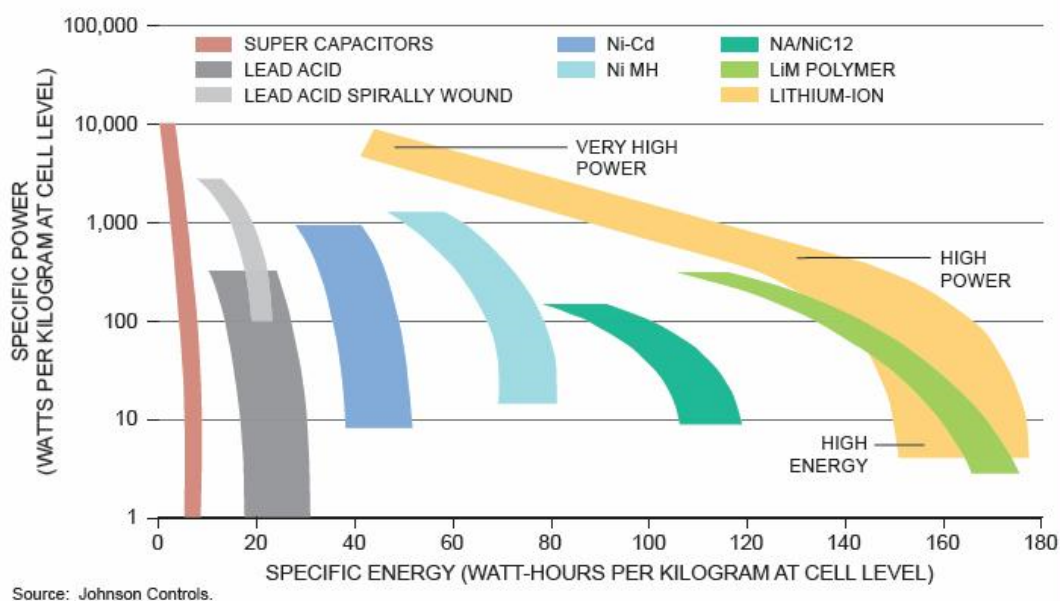


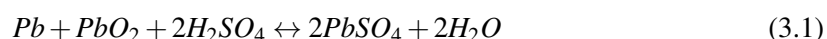
Figura 3.1: Gráfico de *Ragone* para várias tecnologias eletroquímicas de armazenamento de energia, ao nível da célula [13], [3]

Tendo em conta os conceitos introduzidos na secção 2.4.2 a Figura 3.1 mostra várias tecnologias eletroquímicas destacando-se a tecnologia de lítio por ser a mais abrangente e ter um melhor compromisso entre potência e energia específica, podendo se optar por esta tecnologia para praticamente qualquer aplicação.

Como se pode observar, as baterias de chumbo são as que apresentam menor quantidade de energia específica.

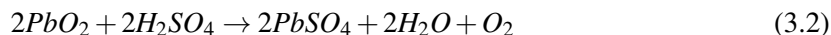
3.2.1 Bateria de chumbo-ácido

Cada célula da bateria de chumbo-ácido carregada contém o eléctrodo negativo composto por chumbo (Pb) e o eléctrodo positivo composto por dióxido de chumbo (PbO₂) emersos num eletrólito de ácido sulfúrico (H₂SO₄). Durante o processo de descarga o ácido sulfúrico combina com o chumbo e com o dióxido de chumbo para produzir sulfato de chumbo (PbSO₄) e água (H₂O), enquanto é produzida energia eléctrica. A reacção total é:



Ambas as reacções resultam na formação de sulfato de chumbo. O eletrólito gradualmente perde o ácido sulfúrico e torna-se mais diluído, ou seja, com mais água. Quando estas baterias são carregadas os eléctrodos revertem para chumbo e dióxido de chumbo. O eletrólito recupera o ácido sulfúrico e a sua concentração aumenta. Infelizmente as reacções apresentadas anteriormente não são as únicas que ocorrem. O chumbo e o dióxido de chumbo não são estáveis em ácido sulfúrico

e decompõe-se embora muito lentamente com as seguintes reações no eléctrodo positivo e negativo respetivamente:



O resultado é uma auto descarga considerável da bateria. A taxa a que esta descarga ocorre depende da temperatura da célula, ocorrendo mais rapidamente num meio ambiente mais quente e também de outros fatores, como a qualidade dos componentes. Estas reações indesejadas, que também produzem oxigénio e hidrogénio como gases ocorrem quando a bateria esta a ser descarregada. De facto, as reações ocorrem mais rápido se a bateria está a ser descarregada devido à quebra da tensão nas células. Isto resulta na perda de carga e que ocorre de uma forma mais acentuada quando a bateria é descarregada mais rapidamente. A descarga não será igual em todas as células que compõe a bateria, ou seja, haverá células mais descarregadas que outras. Isto tem consequências importantes, na maneira em como as baterias serão carregadas. Quer isto dizer que no momento de carregar a bateria haverá células que terão de tolerar o facto de serem sobrecarregadas, de modo a que todas as células sejam carregadas.

A Tabela 3.1 mostra as principais vantagens e desvantagens das células de chumbo comparativamente as tecnologias tradicionais.

Tabela 3.1: Vantagens e desvantagens das células de chumbo [17]

Vantagens	Desvantagens
Tecnologia de bateria secundária muito popular	Baixo ciclo de vida
Disponível em grandes variedades de tamanhos, formatos e capacidade	Limitada densidade de energia
Fiabilidade, mais de 100 anos de desenvolvimento	Armazenamento a longo prazo descarregada pode levar a perda da capacidade total, e polarização irreversível dos eléctrodos (sulfatação)
Células com voltagem alta	Perigo de explosão, produção de gases inflamáveis
Boa tolerância a sobrecargas	Uso de materiais tóxicos
Resistência interna baixa	Peso e volume
Baixo custo	Perigo de sobreaquecer durante a carga
Boa gama de temperatura de operação	Não adequado a carregamentos rápidos
Pode fornecer correntes elevadas	Taxas elevadas de descarga provocam perdas no eléctrodo
Componentes da célula são fáceis de reciclar	
Robusta	

3.2.2 Bateria Lítio Ferro Fosfato (LiFePO₄)

As baterias de íons de lítio, ou simplesmente baterias de lítio, são as baterias que utilizam como material base o eletrólito, um cátodo de uma variedade de outros materiais e mais comumente a grafite como ânodo. [17]

As baterias de íons de lítio vão ao encontro de praticamente qualquer necessidade. Estas baterias são tradicionalmente encontradas nos dispositivos portáteis como os computadores, telemóveis, câmaras digitais, e outros, devido a propriedades como a alta capacidade, alto potencial eletroquímico, energia específica e densidade de energia e superiores, durabilidade, assim como a flexibilidade no design. Todas as propriedades anteriormente mencionadas aceleram o seu crescimento no mercado e consequentemente a substituição de baterias secundárias convencionais. [17],[24]

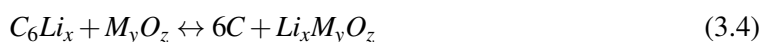
A Tabela 3.2 mostra as principais vantagens e desvantagens das células de lítio comparativamente as tecnologias tradicionais.

Tabela 3.2: Vantagens e desvantagens das células de íons de lítio em relação a tecnologias tradicionais.[17], [16], [?]

Vantagens	Desvantagens
Baixo peso	Degradação quando é descarregada abaixo da tensão de corte
Densidade de energia elevada	Degradação mais rápida quando exposta a temperaturas elevadas
Densidade de potência elevada	Elevado custo
Taxa de auto-descarga baixa	Impedância interna maior??
Não apresenta efeito de memória	Menos segura
Tolerante ao efeito de temperatura na capacidade	Necessidade de circuitos de segurança
Ciclo de vida longo	
Grande eficiência	
Tensão nominal da célula elevada	
Pode ser descarregada a taxas elevadas	
Mais rápido a carregar	
Manutenção reduzida	
Maior uso da capacidade total	

A tecnologia de Lítio Ferro Fosfato, LiFePO₄, foi descoberta na década de 90 com objetivo de superar algumas tecnologias existentes, devido as suas características vantajosas. Esta tecnologia pode ser usada em aplicações de tração, de potência e em aplicações de armazenamento, isto, devido à sua grande eficiência.

Nesta tecnologia a energia elétrica é obtida a partir da combinação de carbono com o lítio e óxido de metal de lítio, que forma carbono e óxido de lítio. A reação química é dada pela seguinte equação:



A carga elétrica é transportada nas baterias de íons de lítio, precisamente por íons de lítio, sendo as suas duas maiores vantagens a elevada tensão de saída e a boa relação capacidade/peso. O eletrodo e o separador podem ser feitos de vários modos, cada um com determinados custos e características, como se pode verificar na ??figura 13??. Para o eletrólito podem ser utilizadas soluções líquidas baseadas em solventes orgânicos e sais de lítio condutores ou soluções sólidas ou em gel, tal como utilizado nas baterias de LiFePO_4 . Este tipo, em particular, está disponível em várias formas. A escolha do separador é importante, tanto para o custo de fabrico, como também para a segurança de utilização das baterias.

O separador está no líquido do eletrólito e a sua única razão é não permitir a mistura dos cátions com os aniões. Um dos aspetos importantes desta tecnologia de baterias, ao contrário das de Ni-MH, é o facto de, quando completamente carregadas, não suportarem mais carga, sob risco de danificarem ou provocar a explosão das células. Se a carga for demasiada baixa a célula poderá não carregar. Por outro lado, a sua eficiência é muito elevada (90% a 95%). As baterias de lítio ferro fosfato (LiFePO_4) são as mais seguras por usar materiais pouco tóxicos como o, ferro, grafite e fosfato, tornando-se fácil de reciclar, mas também por ser mais tolerante a excessos de carga. Em contrapartida possuem uma densidade de energia e uma tensão aos terminais inferior, em relação às restantes tecnologias de íons de lítio.

A Figura 3.2 mostra uma avaliação das propriedades típicas da tecnologia LiFePO_4 .

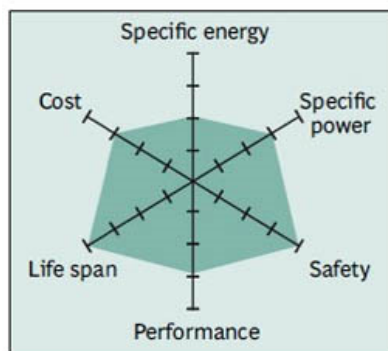


Figura 3.2: Características típicas da tecnologia LiFePO_4 [6]

3.2.3 supercondensadores

Pode-se dizer que as baterias e os condensadores desempenham papéis semelhantes, ambos têm a capacidade de armazenar energia elétrica e de em seguida a fornecer, mas a forma como cada um funciona é diferente.

Sobre a base de funcionamento da bateria pode-se dizer que os eletrodos são constituídos por materiais condutores diferentes e que existe reações químicas durante a carga e descarga, no entanto os condensadores usam apenas as características físicas dos materiais. As armaduras do condensador são como “eletrodos” mas geralmente são constituídas pelo mesmo material condutor e não existe reações químicas. Não havendo reações químicas o condensador pode ser carregado

em muito pouco tempo, tempo esse que depende apenas da sua capacidade e da resistência do circuito de carga. Na descarga podem fornecer correntes elétricas elevadas e consequentemente potências elevadas. A respeito dos ciclos de carga e descarga de um condensador, o número é muito superior comparado com o de uma bateria.

Os condensadores que permitem armazenar grandes quantidades de energia são chamados supercondensadores.

Os condensadores são dispositivos eletrônicos constituídos por duas placas condutoras que são separadas por um isolador. Ao aplicar uma diferença de potencial nas placas consegue-se armazenar energia. A carga Q armazenada num condensador de capacidade C , em Farads, com uma tensão V é dado pela equação seguinte:

$$Q = CV[C] \quad (3.5)$$

A energia armazenada no condensador é dada pela equação:

$$E = \frac{1}{2}CV^2 [J] \text{ e } P = \frac{V^2}{4R_{ESR}} [W] \quad (3.6)$$

Onde E é a energia armazenada em Joules. A capacidade C do condensador em Farads pode ser calculada pela equação que se segue:

$$C = \epsilon \frac{A}{d} [F] \quad (3.7)$$

onde ϵ é a permeabilidade do material existente entre as placas, A é a área da placa e d é a distância que separa as placas.

Os supercondensadores têm uma pequena distância de separação muito pequena entre as placas, o que permite elevado número de condensadores por área, o que por consequência aumenta em muito o valor da capacidade. No entanto, como consequência da pequena separação entre as placas, esta tecnologia trabalha com tensões baixas, na ordem dos 1 e 3,6 V. Este problema é claro analisando a equação 3.5 onde se constata que o baixo valor de tensão limita o valor da energia armazenada. De modo, a armazenar energia com uma tensão mais elevada é necessário associar em série os condensadores. Se dois condensadores C_1 e C_2 são ligados em série então a capacidade total é dado pela expressão que se segue:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} [F] \quad (3.8)$$

Como se pode ver na fórmula 3.8, a associação de condensadores em série diminui a capacidade total, mas a energia armazenada aumenta por causa da contribuição da tensão ao quadrado. Concluindo-se que em série a energia armazenada aumenta apesar da diminuição da capacidade.

Um problema que existe em colocar condensadores em série é o facto de a carga não ser uniforme em todos os condensadores, sendo necessário um sistema de balanceamento de carga para todas as células ficarem uniformes. Um dos motivos para este problema pode a sua taxa de autodescarga, que de certa forma nunca é igual para todos.

Na Tabela 3.3 sumariza-se as principais características técnicas dos supercondensadores.

Tabela 3.3: Características típicas de um supercondensador.[5]

Caraterística	Valor
Tempo de recarregar	1-10 segundos
Ciclo de carga e descarga	30 000
Tensão nominal da célula	2.3-2.75 V
Energia específica (Wh/Kg)	5
Potência específica (W/Kg)	Até 10 000
Custo por Wh	20€
Tempo de serviço(industrial)	10 a 15 anos
Temperatura a recarregar	-40 a 65°C
Temperatura a descarregar	-40 a 65°C

3.3 Comparação entre as tecnologias estudadas

Comparando as células de lítio ferro fosfato com as células de chumbo nota-se que a nível químico as células de iões de lítio com cátodos de ferro fosfato são capazes de fornecer uma quantidade superior de energia. Como o movimento dos iões de lítio é mais eficiente que a reação química que ocorre nas células de chumbo, as células de lítio são mais eficientes na geração de energia elétrica.

Nas baterias de chumbo, a resistência interna varia consoante a solicitação da corrente elétrica, tornando-se maior com o decorrer da transformação química e à medida que a corrente de descarga aumenta, provocando uma queda de tensão exponencial na célula e consequentemente uma descarga precoce da bateria. Assim para a bateria manter a potência solicitada pela aplicação é obrigada a fornecer uma corrente maior ao idealmente desejado.

Sobre as baterias de lítio, comparativamente às baterias de chumbo, estas possuem uma composição química mais consistente perante os vários tipos de solicitação de carga, permitindo que a queda de tensão em cada célula não seja tão acentuada, o que leva a que não seja necessário o aumento exagerado de corrente, para manter a potência requerida pela aplicação. Com isto pode-se dizer que as baterias de lítio entregam até ao fim, de uma forma mais consistente e com menos perdas, a potência necessária a solicitações de carga superiores, ou seja, a fonte alimenta na sua potência máxima.

Na Figura 3.3 podemos ver várias tecnologias eletroquímicas distribuídas consoante a sua densidade de energia e potência específica. Através dessa figura podemos claramente concluir que a tecnologia de LiFePO₄ contém uma energia específica e densidade de energia muito maior que a de chumbo. Querendo isto dizer que uma bateria de fosfato de ferro terá um volume e peso muito inferior, comparativamente a uma bateria de chumbo com a mesma especificidade energética.

A nível de segurança a bateria LiFePO₄, comparativamente com a de chumbo, possui matérias muito menos tóxicas permitindo facilmente a sua reciclagem. O cátodo é composto por material

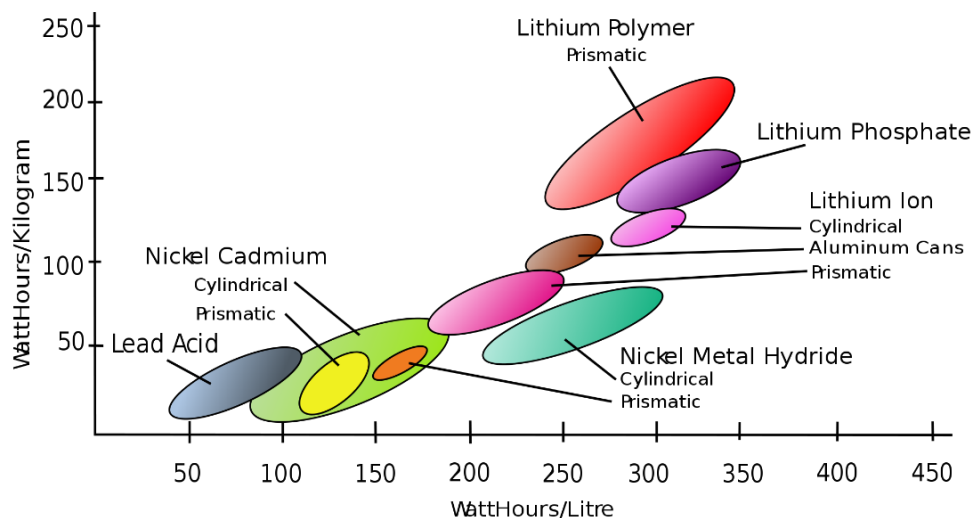


Figura 3.3: Energia específica e densidade de energia de várias tecnologias eletroquímicas [5]

não inflamável e estável a altas temperaturas. Sendo segura com correntes de descargas grandes e o perigo de explosão é praticamente nulo.

Sendo necessário um circuito de proteção para gerir a descarga e carga e também a temperatura a que está sujeita. [17]

A Figura 3.4 apresenta os perfis da tensão em descarga das várias tecnologias eletroquímicas a uma taxa de C/5. Podemos observar que a tecnologia eletroquímica de íões de lítio apresenta uma tensão superior e uma curva ligeiramente mais suave que a tecnologia de chumbo. Embora não esteja apresentada uma curva de tensão em descarga referente à tecnologia de fosfato ferro esta tecnologia, entre as várias tecnologias de íões de lítio, é uma das que apresenta uma curva com menos inclinação, sendo praticamente constante até 80% DOD.

Para fundamentar ainda mais a decisão vai-se introduzir um novo conceito, a lei de *Peukert*. De certa forma, a lei de *Peukert* expressa o fator de eficiência de uma bateria quando esta se encontra em descarga. Esta lei aplica-se mais a bateria de ácido chumbo, e tem como objetivo estimar o tempo de trabalho ou a sua capacidade útil mediante várias correntes de descarga.

A lei de *Peukert* tem em conta a resistência interna da bateria e o tempo de recuperação da mesma, o que leva a concluir que quanto mais próximo de 1 for esse fator mais eficiente será a bateria, apresentando perdas mínimas, enquanto que um número maior representa uma bateria com mais perdas, menos eficiente.

Contudo, embora seja uma boa ferramenta para estimação do tempo de operação de uma bateria, existe algumas limitações a respeito desta lei, isto, por não ter em conta na sua fórmula os seguintes critérios:

- O efeito da temperatura;
- A idade da bateria. Com a idade o fator de *Peukert* aumenta;

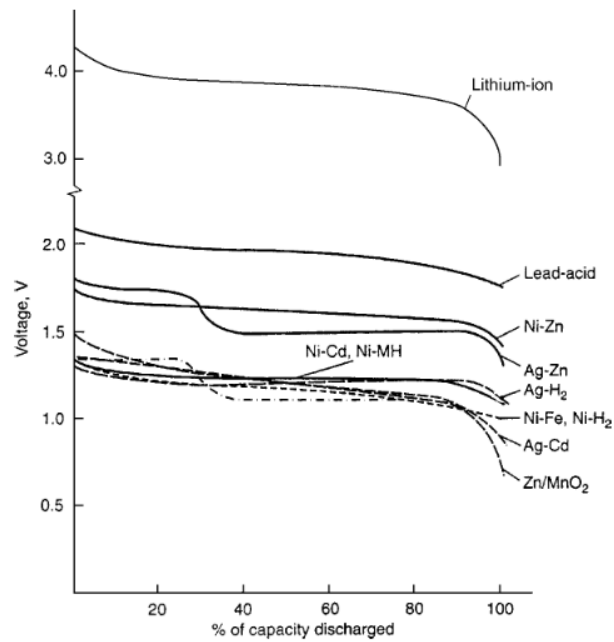


Figura 3.4: Perfis convencionais de tensão em descarga das tecnologias eletroquímicas, a uma taxa de $C/5$ [17]

- Uma taxa de descarga pequena. A equação não conta com o facto de cada bateria ter uma taxa de auto-descarga.

Em termos de estimacão o fator de *Peukert* dá uma boa aproximacão real da bateria em termos de tempo de operacão ou a sua capacidade. No entanto, é preciso referir que comparar a tecnologia de acido chumbo com a de fosfato de ferro baseado neste fator é complexo, porque ambas possuem característicac químicas distintas.

A lei de *Peukert* é descrita por:

$$C = TI^2[Ah] \quad (3.9)$$

Em que:

- **I** — a corrente de descarga em Ampere;
- **T** — tempo em Hora;
- **C** — capacidade da bateria em Ampere-Hora (capacidade a 1Ah);
- **K** — fator de *Peukert* do tipo de bateria em questão.

Remodelando a equacão podemos dizer que o tempo (T) que uma certa bateria pode fornecer energia a uma determinada carga pode ser calculado da seguinte forma,

$$T = \frac{C}{I^2}[Ah] \quad (3.10)$$

A Figura 3.5 tem como objetivo demonstrar a capacidade de uma bateria ácido chumbo de 120 Ah em função da corrente de descarga, com vários fatores de *Peukerts*. Como foi referido anteriormente, observa-se que quanto mais baixo o expoente maior será a capacidade útil da bateria.

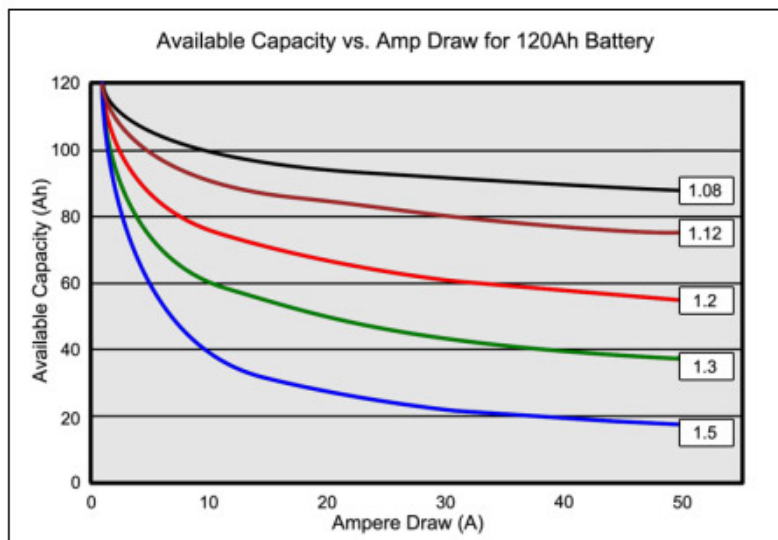


Figura 3.5: Capacidade disponível de uma bateria de 120 Ah de ácido chumbo, segundo a corrente de descarga, com o expoente de *Peukert* entre 1,08 e 1,5 (escala linear) [6]

A Figura 3.6 ilustra, para a mesma bateria, o tempo que de operação com vários fatores de *Peukert*, em função da corrente de descarga.

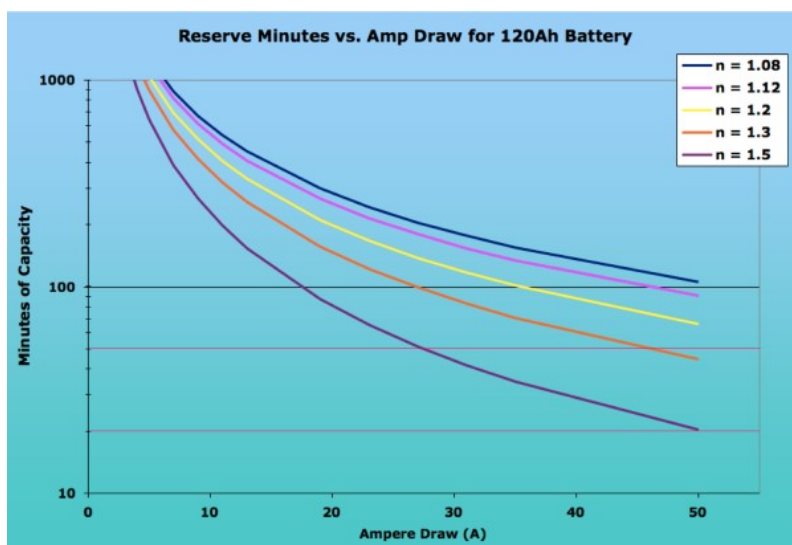


Figura 3.6: Tempo de operação da bateria em função da corrente de descarga em função de vários valores de *Peukert*. (escala logarítmica) [2]

Como seria de esperar o tempo de operação de uma bateria diminui com o aumento do fator de *Peukert* e ainda mais rapidamente com o aumento da corrente de descarga.

A maioria das células de ácido de chumbo tem um expoente de *Peukert* entre 1,3 e 1,7. [6] [11]

Como se pode ver na Figura 3.7, que são resultados de um teste dinâmico de fadiga a uma bateria de fosfato de ferro comercial, o fator de *Peukert* inicial é aproximadamente 1, mostrando que é uma bateria muito eficiente. Ao longo do teste o fator de *Peukert* aumenta, o que é de esperar ao longo da vida de uma bateria. Nesta bateria comercial o valor final do fator é aproximadamente ao da bateria de ácido chumbo no início da sua vida.

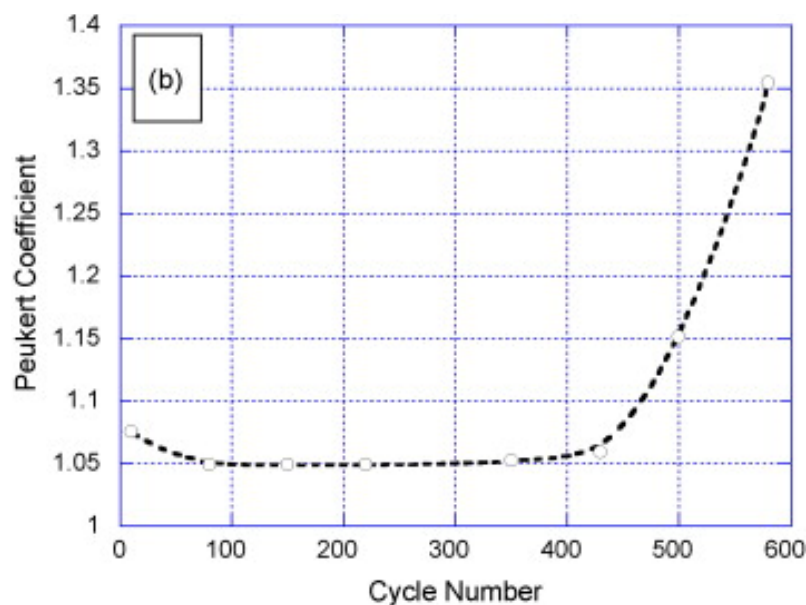


Figura 3.7: Teste de stress a uma bateria de fosfato de ferro, e a sua relação com o fator de *Peukert* [11] [5]

A respeito de ciclos de carga e descarga, tendo em conta uma descarga 20%, a baterias de chumbo pode aguentar sensivelmente 750 ciclos, mas quando a mesma é sujeita a descargas de 50% o número de ciclos desce para os 400 a 600. Tendo em conta a mesma bateria e uma taxa de descarga de 80% ou superior a sua vida é encurtada para os 250 a 300 ciclos. [?]

Supondo um ciclo diário numa bateria de chumbo, com uma descarga de 80%, esta teria que ser substituída em menos de um ano de utilização com perda total da sua capacidade.

A Figura 4.8 mostra a estimação do número de ciclos de uma bateria de lítio ferro fosfato em função da taxa de descarga (*DOD*) com várias taxas de descarga, o teste foi feito em condições de laboratório e com temperatura constante de 25°C na carga e na descarga. Em relação à capacidade da bateria, esta apresenta uma capacidade nominal acima dos 80% da capacidade original em todos os ciclos apresentados na imagem [?].

Ao contrário das baterias de chumbo as baterias de lítio ferro fosfato conseguem garantir mais de 1000 ciclos com uma taxa de descarga de 100%, notando-se uma perda interior a 20% da sua

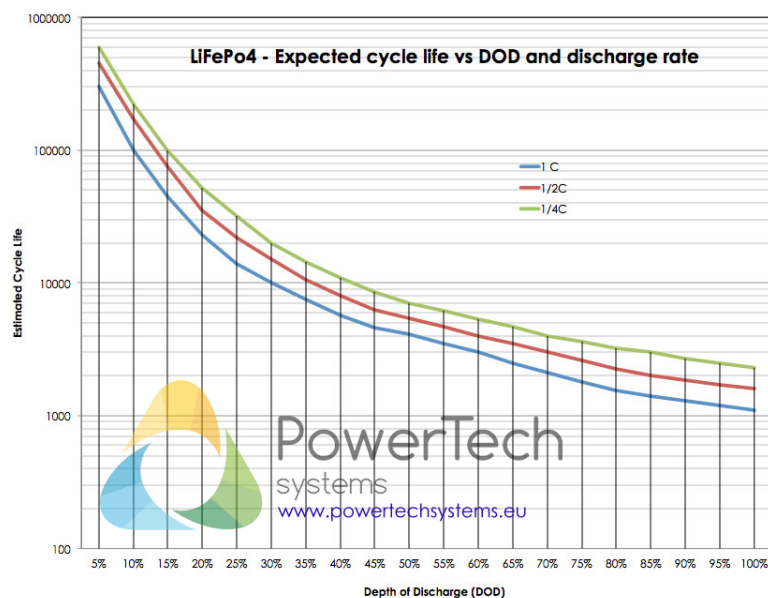


Figura 3.8: Estimação do número de ciclos de uma bateria de lítio ferro fosfato em função da taxa de descarga. (escala logarítmica) [?]

capacidade original.

Assumindo um ciclo diário com uma taxa de descarga de 80% com uma taxa de descarga de 1 C, a bateria de fosfato de ferro garante mais de 1000 ciclos com uma perda de capacidade inferior a 20% em relação ao original. Querendo isto dizer, que ao final de 3 anos perdemos apenas 20% da capacidade original da bateria de lítio ferro fosfato, mas comparativamente à mesma simulação feita anteriormente na bateria de chumbo estaríamos possivelmente a meia da vida da quarta bateria de chumbo ao fim deste mesmo tempo.

Todas as baterias sofrem de auto descarga. Tentando comparar as duas tecnologias podemos dizer que as baterias de chumbo têm uma taxa de auto descarga de 5%, e no mesmo período de tempo as baterias de lítio apresentam uma taxa de 1 a 2%, sem o circuito de segurança. No entanto, as taxas de descarga estão relacionadas com fenómenos associados à temperatura, condições meteorológicas e a idade das células. [6]

Um efeito importante e que está associado ao reaproveitamento da energia é o facto das baterias de chumbo serem mais tolerantes a sobrecargas que as de lítio no entanto, as sobrecargas diminuem o tempo de vida das células que compõe as baterias.

De facto, as vantagens apresentadas pelas baterias de lítio fazem com que as mesmas, tenham exigências estritas para não exceder os limites máximos de tensão e de corrente especificados pelo fabricante. Para além da sobrecarga, as baterias de lítio não podem ultrapassar o valor mínimo de tensão, caso contrário a célula fica inutilizável. É por isso que os sistemas de armazenamento de baterias que utilizam tecnologias de lítio são dotados de sistemas que monitorizam e gerem de forma individual cada célula.

Relativamente à segurança, as células de lítio ferro fosfato não têm os mesmos problemas

com fugas térmicas como outras células das demais tecnologias de íons de lítio. As células de lítio ferro fosfato são bastantes tolerantes a altas temperaturas, conseguem operar normalmente até 60 °C sem haver perda da sua capacidade. A temperaturas superiores as células emitem gases de lítio em pequenas quantidades, que não são tóxicas nas quantidades em que são emitidas. No entanto, esse cenário só ocorreria em condições extremas como por exemplo num incêndio. Tem baixos níveis de toxicidade, por ser composta por ferro, grafite e fosfato, sendo fácil de reciclar, tornando-se amiga do ambiente.

De forma a tornar a comparação um pouco mais fácil de entender é apresentada a seguir a Tabela 3.4 que apresenta a comparação das várias características das duas tecnologias eletroquímicas.

Tabela 3.4: Comparação das várias características da tecnologia eletroquímica de chumbo e fosfato de ferro [17], [6]

Especificações	Chumbo	Fosfato
Energia específica (Wh/Kg)	30-60	90-120
Densidade de energia (Wh/L)	40-110??	125-250
Resistência interna	Muito baixa	Muito baixa
Ciclo descarga (80% DOD)	200-300	>1000
Tempo de carga	8-16h	1-2h
Tolerância a sobrecarga	Alta	Baixa
Auto-descarga/mês (temperatura ambiente)	5%	<5% (3% é do circuito de proteção)
Tensão da célula (nominal)	2V	3.2-3.3V
Tensão de corte em carga (V/célula)	2.40	3.60
Tensão de corte em descarga (V/célula)	1.75	2.50V
Corrente de pico	5C	Até 250C
Melhor performance	0.2C	<10C
Temperatura em carga	-20° a 50°C	0 a 45°C
Temperatura em descarga	-20° a 50°C	-20° a 60°C
Requisito de manutenção	3-6 meses	Livre de manutenção
Requisitos de segurança	Termicamente estável	Termicamente estável mas é necessário circuito de proteção
Em uso desde	Aproximadamente desde 1800	1999
Toxicidade	Muito elevado	Baixo
Custo	Baixo	Alto

3.4 Conclusão

Apesar do seu elevado custo por Wh, as baterias de lítio são como se verificou na Figura 4.3 são as que apresentam o melhor compromisso entre potência e energia específica, ao mesmo tempo

que são no momento a tecnologia de baterias com maior energia específica, como se pode ver na Figura 4.3, o que lhe confere um menor peso e tamanho em relação às de chumbo.

Como foi referido no início, o peso e o volume são aspetos essenciais no projeto. Comparando as duas tecnologias podemos facilmente observar que uma bateria de fosfato de ferro em relação a uma bateria de chumbo, as duas com as mesmas características em potência e energia específica, a bateria de fosfato de ferro terá um volume e peso inferior.

É importante notar que apesar do seu custo elevado, a tecnologia de baterias LiFePO_4 apresenta a maior longevidade em relação à de chumbo. Assumindo um ciclo de descarga diário de 100% a uma taxa de 1C, esta tecnologia garante mais de 1000 ciclos sem se notar uma perda de 20% da sua capacidade original, enquanto que a mesma situação para uma bateria de ácido o número de ciclos seria inferior a 250 e com uma perda total de capacidade. Assim estas células garantem mais de 3 anos de vida, com uso diário, enquanto as de chumbo nem 1 ano duraria, sob as mesmas condições.

Tendo em conta que a sua taxa de auto-descarga desta tecnologia é menor que as de chumbo rapidamente compreende-se que o investimento na bateria de fosfato de ferro é um investimento que é amortizado ao longo do tempo.

Para um dado sistema com uma dada potência, é sempre necessário o dobro da potência na bateria de ácido, porque estas devem no máximo ser descarregadas até 50% de forma a alongar a vida da bateria enquanto as baterias de fosfato de ferro podem fazer uma descarga de 100%, utilizando toda a sua capacidade.

Em relação à eficiência energética, tanto na carga e na descarga, a tecnologia de baterias LiFePO_4 apresenta um valor do fator de *Peukert* muito próximo de 1, querendo dizer que é uma bateria muito eficiente. Comparativamente com a tecnologia de ácido chumbo, já não se pode dizer o mesmo por ter um fator elevado. Sendo um dos principais objetivos a eficiência energética, a tecnologia de baterias LiFePO_4 volta a ganhar. Embora o custo de uma bateria de fosfato de ferro seja superior à de uma bateria de chumbo, o custo por ciclo carga e descarga da bateria de fosfato de ferro poderá ser inferior à de chumbo tornando a aposta económica tomar.

As baterias de fosfato de ferro permitem um tempo de carregamento muito inferior em relação às de chumbo e não precisam de manutenção.

Em relação à segurança, as células de lítio ferro fosfato não têm os mesmos problemas com fugas térmicas como outras células das tecnologias de íons de lítio. Em condições normais de funcionamento as células de lítio ferro fosfato podem operar até 60°C. A altas temperaturas as células emitem gases de lítio em pequenas quantidades, que não são tóxicas nas quantidades em que são emitidas e não existe risco de explosão.

Capítulo 4

Conceito do Sistema

Neste capítulo é exposto, com base no estudo bibliográfica realizado e descrito no capítulo 2, o conceito pensado para a realização da dissertação.

Tendo como base o regulamento da INTEL e a fonte de alimentação da marca Corsair VS350.

Neste documento é descrito detalhadamente todas as escolhas feitas sobre as topologias a usar, soluções adotadas para a concepção da fonte de alimentação não interruptível para *PCs*. Nos capítulos seguintes será apresentado toda a informação necessária e adotada para a modelação de cada componente constituinte da solução.

4.1 Arquitetura do sistema

Com base no estudo bibliográfica realizado e descrito no capítulo 2, identificou-se que a solução a implementar é constituída por quatro principais elementos,

- Um conversor Corretor do fator de potência (*PFC*);
- Cinco conversores *DC/DC* para os diferentes níveis na saída da fonte;
- Um componente que permita armazenar grande quantidade de energia, uma bateria;
- Um conversor *DC/DC* responsável pelo carregamento da bateria.

A Figura 4.1 apresenta os vários componentes constituintes da solução a implementar bem como a forma como estão ligados entre si.

4.1.1 Critérios identificados na concepção da solução

Após a observação dos vários níveis de tensão à saída da fonte de alimentação seria interessante, a nível de eficiência, que a topologia, *AC/DC*, a ser escolhida para o corretor do fator de potência pudesse impor uma tensão no barramento *DC* próxima do níveis dos conversores *DC/DC*. Este requisito leva que a topologia de conversor a ser escolhida para o *PFC* tem que ser capaz de aumentar como diminuir a tensão de saída em relação á de entrada, porque a forma de onda de

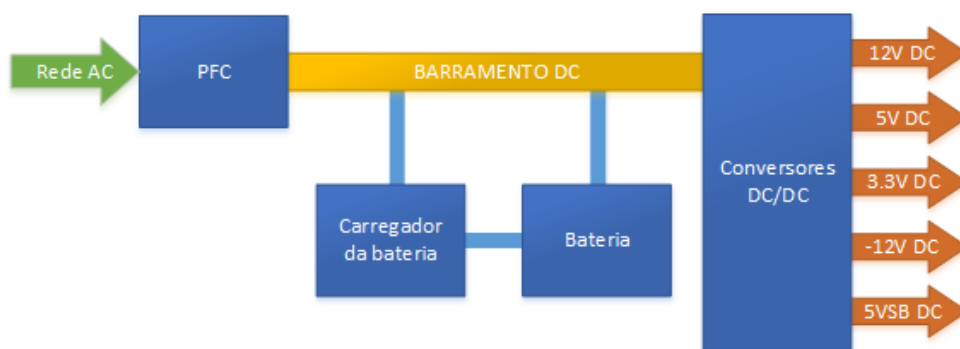


Figura 4.1: Esquema básico da solução a implementar

entrada no corretor, *AC*, varia em função do tempo. Outro aspeto a ter em conta neste requisito é o nível de tensão nos terminais da bateria. Se se optar por um nível de tensão da bateria superior aos níveis de tensão dos conversores, com base no estudo bibliográfico é possível usar conversores *DC/DC* mais simples e número pequeno de elementos, como por exemplo o *Buck*. Isto leva que a tensão no barramento tenha que ser superior à tensão da bateria, para poder carregar a bateria usando o conversor *Buck*. Logo,

$$V_{\text{Barramento}} > V_{\text{carregar_Bateria}} > V_{\text{DC/DC}} \quad (4.1)$$

É necessário haver isolamento elétrico entre carga e a rede *AC*. Consoante as topologias escolhidas o isolamento pode ser inserido nos conversores *DC/DC* ou no *PFC*. De forma a minimizar a quantidade de componentes, neste caso de transformadores de alta frequência, o mais lógico será a criação de isolamento elétrico no *PFC*.

A bateria vai estar sempre desconectada da fonte, possivelmente através de um relé. Atuando apenas e o mais rapidamente possível quando é detetada falha na energia na rede *AC*.

Por enquanto, a fonte de alimentação funciona sempre com a bateria conectada.

4.1.2 Características elétricas dos conversores *DC/DC* constituintes da solução a implementar

Tendo como base as características elétricas da fonte de alimentação VS350 da marca Corsair [4], é apresentado na tabela 4.1 as características elétricas dos vários conversores *DC/DC* constituintes da solução, isto é, a tensão, a corrente e a potência estipulados para os conversores.

4.2 Bateria

Pretende-se da bateria:

- maior autonomia;
- maior potência;

Tabela 4.1: Características elétricas dos conversores *DC/DC*

Conversor DC/DC	Tensão nominal (V)	Corrente nominal (A)	Corrente máxima (A)	Potência nominal (W)	Potência máxima (W)
12V	12	25	26	300	312
5V	5	14	15	70	75
3.3V	3.3	14	15	46.2	49.5
-12V	-12	0.5	1	6	12
5VSB	5	2.5	4	12.5	20
Carregador da bateria	29	2	2	58	58
Potência total	-	-	-	492.7	526.5

Tabela 4.2: Requisitos técnicos da fonte de alimentação

Tensão de entrada	90 a 265V _{AC} RMS
Fator de potência	>0.9 a 250W @230V _{AC} RMS >0.98 na carga máxima
	>0.95 250W @115V _{AC} RMS >0.99 a carga máxima
Tensão de saída	12V _{DC}
	5V _{DC}
	3.3V _{DC}
	-12V _{DC}
	5VSB _{DC}
Potência de saída	550W pico
	350W contínuos
Eficiência	90% típicos a 230V _{AC} RMS a 350W
	85% típicos a 115V _{AC} RMS a 350W

- menor peso e volume;
- mais segurança;
- maior números de ciclos;
- maior tempo de vida.

4.3 Resposta ao problema

Com o conceito pensado, acredita-se que seja possível conceber uma fonte de alimentação que na ausência da energia da rede elétrica consiga manter o computador alimentado, sem interromper ou criar um mal funcionamento.

A solução apresentada também poderá "abrir portas" para futuros desenvolvimentos do mesmo projeto permitindo alargar a complexidade do sistema, conseguindo melhor desempenho, eficiência e robustez.

Capítulo 5

Fonte de alimentação

Neste capítulo será apresentado as escolhas efetuadas e a sua implementação a respeito da topologia para cada componente constituinte da solução para a fonte de alimentação não interruptível para *PCs*. Irão ser apresentadas soluções bem como os motivos para a escolha dessa solução.

Irá ser apresentado a solução para os seguintes componentes:

- *PFC*
- *DC/DC*
- Carregador da bateria

5.1 *Power Factor Corrector (PFC)*

Este capítulo apresenta as decisões tomadas com base nas especificações para a conceção do *PFC*, a escolha da topologia de controlo e do conversor *DC/DC* e o resultados finais.

A escolha da topologia é baseada na simplicidade do circuito e custos.

5.1.1 Introdução

Como foi descrito no subcapítulo 2.3 a solução clássica de retificação *AC/DC* usando ponte retificadora de díodos seguida de um condensador está a ser descontinuada, por enriquecer o conteúdo harmónico da forma de onda da corrente e por normalmente não cumprir com os regulamentos relativamente aos harmónicos, como o IEC 61000-3-2 [23], sendo então necessária uma solução moderna, que consiste numa ponte retificadora de díodos seguida de um conversor *DC/DC*.

Com a aplicação de um controlo correto no conversor *DC/DC*, é possível moldar a forma de onda da corrente de entrada de modo a ficar igual à forma de onda da tensão, obtendo como resultado a componente fundamental com uma filtragem dos harmónicos de alta frequência.

5.1.2 Características elétricas do *PFC*

A partir do que foi analisado no capítulo 4, como solução a implementar para o tema, o *PFC* terá que suportar todos os conversores *DC/DC* responsáveis pelos vários níveis de tensão *DC* e o conversor responsável pelo carregamento da bateria. O total de potência a fornecer será a soma individual da potência máxima de cada os conversor, que segundo a Tabela 4.1 dá um total de 526.5W. Tendo em conta a ineficiência que o sistema pode apresentar definiu-se como 550W a potência total a ser fornecida pelo *PFC*.

Com o objetivo de ir ao encontro da regulamentação estabelecida pela *Intel*[10], definiu-se que a gama de tensão *AC* será entre os 90V_{RMS} e os 265V_{RMS}. A gama de frequência da tensão *AC* será entre os 47Hz e os 63Hz

Com o critério 4.1 estabelecido no capítulo 4 e segundo a tensão de carregamento da tecnologia de armazenamento de energia, equação 5.3, escolheu-se que a tensão de saída do *PFC* será de 50V.

Se for possível, tentar cumprir a regulamentação IEC/EN 61000-3-2 [23], classe D, em várias situações de carga.

A criação de isolamento elétrico na fonte de alimentação é extremamente necessária, principalmente para a segurança do utilizador. O isolamento elétrico será aplicado no *PFC*.

Para a simulação será usado o modelo equivalente do transformador ideal. Esse circuito equivalente é constituído por uma bobine e um transformador ideal conforme é apresentado pela Figura 5.1. Na Figura 5.1, a imagem da direita apresenta o modelo do circuito equivalente do transformador, o transformador ideal faz a razão de conversão de tensão, e a bobine representa a indutância de magnetização do transformador ideal.

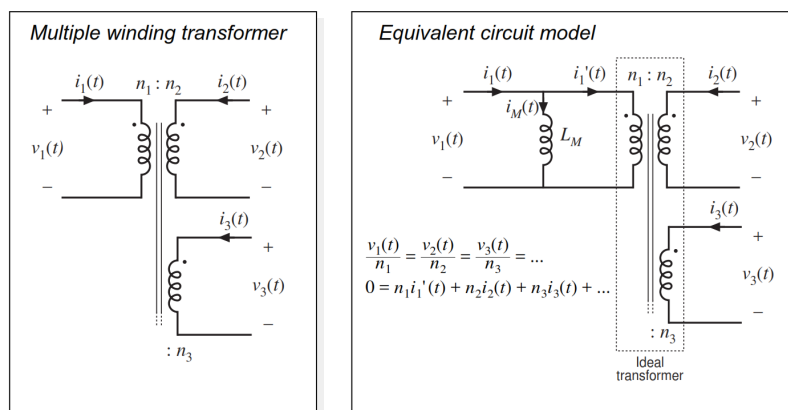


Figura 5.1: A imagem da direita apresenta o modelo do circuito equivalente do transformador ideal da imagem da esquerda.

Conforme foi concluído no capítulo 3, a tecnologia de armazenamento de energia a adotar é a bateria de lítio fosfato de ferro. Para a realização do *PFC*, que vai estipular a tensão do barramento *DC*, é necessário saber as tensões máximas e mínimas da tecnologia a empregar nesta solução para que possa obedecer à condição 4.1. Como a maior tensão *DC* de saída da fonte é de 12V, seria interessante usar uma tensão padrão das baterias que seja superior a 12V, sendo então, escolhida a tensão de 24V. Como as células da tecnologia de lítio fosfato de ferro apresentam como tensão de corte 2.5V, nominal 3.3V e de carregamento 3.65V, a configuração de voltagens da bateria composta de 8 células a ser usada como referência na concretização da dissertação será a seguinte [6]:

$$V_{Bat_corte} = 8 \cdot 2.5 = 20[V] \quad (5.1)$$

$$V_{Bat_nominal} = 8 \cdot 3.3 = 26.4[V] \quad (5.2)$$

$$V_{Bat_carregamento} = 8 \cdot 3.65 = 29.2[V] \quad (5.3)$$

Com esta configuração de tensões da bateria e indo ao encontro da condição 4.1, estabeleceu-se 50V para a tensão do barramento *DC*.

A Tabela 5.1 apresenta o resumo das características que o *PFC* terá de cumprir.

5.1.3 Escolha da topologia

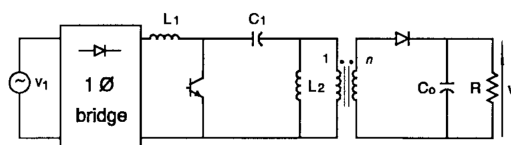
Segundo o estudo apresentado no subcapítulo 2.3.6 e no artigo [8],[21] e [22], a técnica de controlo mais interessante a implementar é *Discontinuous current PWM control*, pela sua simplicidade a nível do número de componentes e implementação. Usando apenas um único ramo de realimentação para o controlo do conversor *DC/DC*.

—— Poder usar o *SEPIC* como conversor *DC/DC*?

Tabela 5.1: Parâmetros do *PFC*

Gama de tensão de entrada AC ($V_{in,min,RMS}, V_{in,max,RMS}$)	90-265 V_{ACRMS}
Gama de frequência AC (f_{rede})	47-63 Hz
Tensão de saída (V_o)	50 V_{DC}
Correção do fator de potência na carga máxima	>98%
Potência total à saída (P_o)	550 W
Total de distorção harmónica (THD)	Abaixo dos limites do IEC/EN61000-3-2, Classe D
Isolamento eléctrico	Transformador de alta frequência
Razão de transformação (n)	1
Frequência de comutação (f_{switch})	400 KHz
<i>Ripple</i> da corrente na bobine 1, em relação à corrente nominal ($I_{L1,ripple}$)	10%
<i>Ripple</i> da tensão no condensador de saída, em relação à tensão nominal ($V_{o,ripple}$)	5%

Entre as várias soluções possíveis para a implementação de um *PFC*, segundo o subcapítulo 2.3.6, o *SEPIC*, apresentado na Figura 5.2, operando no modo de condução descontinuo (*DCM*) permite ter várias vantagens como corretor do fator de potência. Nesse modo ele opera como seguidor de tensão, querendo dizer que a corrente de entrada segue naturalmente o perfil, forma de onda, da tensão, sendo desnecessário a criação do controlo para a corrente como é apresentado noutras soluções presentes no artigo [18]. O isolamento eléctrico entre a entrada e saída do conversor *SEPIC* é facilmente implementada. Finalmente, o *ripple* da corrente de entrada, que é definido na fase de desenvolvimento através do cálculo correto dos valores das indutâncias das bobinas.[21]

Figura 5.2: Topologia do *SEPIC* com transformador (isolamento eléctrico) [6]

Outras vantagens que se pode tirar partido deste conversor com o respetivo controlo mencionado anteriormente, são a corrente nula ao ligar o transístor e quando o diódo deixa de conduzir, em contraponto temos a desvantagem de grandes correntes *RMS* a atravessar os componentes e o *stress* provocado pela tensão. Também é preciso ter em consideração problemas inerentes ao uso de transformador, por exemplo, *leakage inductance*.

5.1.4 Construção do PFC

5.1.4.1 Cálculo dos valores dos componentes do SEPIC no modo DCM

A partir das equações e esquema apresentado em [21] e com os requisitos estabelecidos na tabela 5.1 vai-se calcular os valores de cada componente do SEPIC de forma que este fique no DCM para permitir aplicar o controlo *Discontinuous currente PWM control* de modo que funcione como PFC.

Como se usa o modelo ideal de um transformador e a razão unitária de transformação, as fórmulas a usar serão as que se aplicam ao dimensionamento do SEPIC sem isolamento elétrico.

A razão M entre a tensão de saída e a de entrada é calculada da seguinte forma:

$$M_{Vin,max} = \frac{V_o}{V_{in,max,RMS} \cdot \sqrt{2}} = \frac{50}{265 \cdot \sqrt{2}} = 0.1334 \quad (5.4)$$

$$M_{Vin,min} = \frac{V_o}{V_{in,min,RMS} \cdot \sqrt{2}} = \frac{50}{90 \cdot \sqrt{2}} = 0.3928 \quad (5.5)$$

O parâmetro crítico de condução, isto é, o limite entre operar no modo contínuo ou descontínuo.

$$Ka_{critico,Vin,max} = \frac{1}{2 \cdot (M_{Vin,max} + n)^2} = \frac{1}{2 \cdot (0.1334 + 1)^2} = 0.3892 \quad (5.6)$$

$$Ka_{critico,Vin,min} = \frac{1}{2 \cdot (M_{Vin,min} + n)^2} = \frac{1}{2 \cdot (0.3928 + 1)^2} = 0.2577 \quad (5.7)$$

Para garantir a operação do conversor no modo descontínuo (DCM) deve-se escolher um valor para Ka abaixo do valor de $Ka_{critico,Vin,max}$ e $Ka_{critico,Vin,min}$, conforme é mostrado,

$$Ka < \min\{Ka_{critico,Vin,min}, Ka_{critico,Vin,max}\} \\ Ka < \min\{0.2577, 0.3892\} \quad (5.8)$$

Com base no critério definido na inequação 5.8 foi escolhido o valor,

$$Ka = 0.25 \quad (5.9)$$

Agora é possível determinar o *duty cycle* para os dois níveis de tensão de entrada no conversor,

$$D_{Vin,max} = M_{Vin,max} \cdot \sqrt{2 \cdot Ka} = 0.1334 \cdot \sqrt{2 \cdot 0.25} = 0.0943 \quad (5.10)$$

$$D_{Vin,min} = M_{Vin,min} \cdot \sqrt{2 \cdot Ka} = 0.3928 \cdot \sqrt{2 \cdot 0.25} = 0.2778 \quad (5.11)$$

Agora é possível calcular o valor da indutância equivalente, L_{eq} , de L_1 e L_2

$$L_{eq} = \frac{\frac{V_o^2}{P_o} \cdot Ka}{2 \cdot f_{switch}} = \frac{\frac{50^2}{550} \cdot 0.25}{2 \cdot 400000} = 1.4204[\mu H] \quad (5.12)$$

A corrente de *ripple* na bobine L_1 é agora calculada, com base nas dois níveis de tensão na entrada do conversor,

$$I_{ripple,Vin,max} = \frac{2 \cdot I_{L1,ripple,percentagem} \cdot P_o}{V_{in,max,RMS} \cdot \sqrt{2}} = \frac{2 \cdot 0.1 \cdot 550}{265 \cdot \sqrt{2}} = 0.2935[A] \quad (5.13)$$

$$I_{ripple,Vin,min} = \frac{2 \cdot I_{L1,ripple,percentagem} \cdot P_o}{V_{in,min,RMS} \cdot \sqrt{2}} = \frac{2 \cdot 0.1 \cdot 550}{90 \cdot \sqrt{2}} = 0.8642[A] \quad (5.14)$$

(NOTA: A I_{ripple} é normalmente uma percentagem da corrente fundamental da entrada.)

A indutância L_1 pode ser obtida tendo em consideração o *ripple* máximo da corrente da seguinte forma:

$$L_{1,Vin,max} = \frac{V_{in,max,RMS} \cdot \sqrt{2} \cdot D_{Vin,max}}{I_{ripple,Vin,max} \cdot f_{switch}} = \frac{265 \cdot \sqrt{2} \cdot 0.0943}{0.2935 \cdot 400E3} = 301.1364[\mu H] \quad (5.15)$$

$$L_{1,Vin,min} = \frac{V_{in,min,RMS} \cdot \sqrt{2} \cdot D_{Vin,min}}{I_{ripple,Vin,min} \cdot f_{switch}} = \frac{90 \cdot \sqrt{2} \cdot 0.2778}{0.8642 \cdot 400E3} = 102.2727[\mu H] \quad (5.16)$$

Para garantir o correto funcionamento do conversor como *PFC* para dentro da gama de tensão de entrada, tem-se que optar pelo maior valor de indutância. Como tal o valor escolhido entre as equações 5.15 e 5.16 o valor de,

$$L_1 = 301.1364[\mu H] \quad (5.17)$$

Tendo como base que a indutância equivalente que é dado por,

$$L_{eq} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (5.18)$$

Por consequência, L_2 é obtido da seguinte forma,

$$L_2 = \frac{L_1 \cdot L_{eq}}{L_1 - L_{eq}} = \frac{301.1364E-6 \cdot 1.4204E-6}{301.1364E-6 - 1.4204E-6} = 1.4272[\mu H] \quad (5.19)$$

Para calcular a capacidade do condensador C_1 é necessário ter em conta duas restrições conflituosas: 1) apresentar uma tensão praticamente constante num período de comutação e 2) seguir forma de onda da tensão da rede AC durante o seu período. A frequência de ressonância de C_1 , L_1 e L_2 muito maior que a frequência da rede AC, para evitar oscilações na corrente de entrada a

cada meio ciclo da rede AC, e deve ser menor que a frequência de comutação para assegurar que a tensão ao seus terminais fique praticante constante durante um período de comutação. [21]

$$\begin{aligned} f_{rede} < f_{ressonancia} < f_{switch} \\ 63Hz < f_{ressonancia} < 400KHz \end{aligned} \quad (5.20)$$

Foi escolhido como frequência de ressonância 9140Hz. Pode-se obter o valor de C_1 da seguinte forma,

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{(2\pi \cdot f_{ressonancia})^2 \cdot (L_1 + L_2)} = \\ &= \frac{1}{(2\pi \cdot 9140)^2 \cdot (301.1364E-6 + 1.4272E-6)} = 1.0022[\mu F] \end{aligned} \quad (5.21)$$

(NOTA: O valor atual de C_1 foi otimizado depois de várias experiências efetuadas, em busca de uma melhor forma de onda da corrente.)

Com base no artigo [7] o condensador de saída, C_o pode ser calculado da seguinte forma,

$$C_o = \frac{1}{2\pi \cdot f_{rede} \cdot V_{o,ripple,max} \cdot \frac{V_o^2}{P_o}} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 0.05 \cdot \frac{50^2}{550}} = 14.0056[mF] \quad (5.22)$$

Tabela 5.2: Valores dos componentes usados na simulação, com base nos resultados obtidos no subcapítulo 5.1.4.1

Componentes/Parametros	Valores
Bobine L_1	301.14[μH]
Bobine L_2	1.43[μH]
Condensador C_1	1[μF]
Condensador C_o	14[mF]
Resistência equivalente em serie do C_o	10[m Ω]

5.1.4.2 Conceção do controlo

A partir das equações e esquemas apresentado em [8], e com os valores obtidos na tabela/subcapítulo 5.1.4.1 vai-se projetar o controlo *Discontinuous current PWM control* de modo que o *SEPIC* funcione como *PFC* sob várias condições de carga.

Com a informação contida no artigo [8] a função de transferência, da tensão de saída em relação ao *duty cycle*, pode ser aproximada a um sistema de primeira ordem na região das baixas frequências, como é apresentado a seguir,

$$\frac{v_o}{d} \approx \frac{v_{in}}{\sqrt{2 \cdot \frac{V_o^2}{P_o} \cdot L_{eq} \cdot f_{switch}}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{V_o^2 \cdot (C_o + C_1)}{2P_o}} \quad (5.23)$$

Com base na função de transferência 5.23, foi concebido um compensador *PI* projetado como 5.24. A largura de banda do sistema em malha fechada é de 475Hz . Margem de fase 90.9° e margem de ganho infinito.

$$G_{PI}(s) = 0.03 \cdot \frac{(1 + 0.2 \cdot s)}{s} \quad (5.24)$$

Existe um compromisso entre a capacidade de resposta a transições abruptas de carga e a qualidade da correção da forma de onda da corrente na entrada do conversor. Posto isto, este compensador, equação 5.24, foi criado com base em várias tentativas e erro em busca do melhor compromisso possível.

Como se sente na tensão de saída um *ripple* com o dobro da frequência da rede *AC*, e essa ondulação vai passar para sinal de controlo do conversor, *duty cycle*, que vai criar um aumento de harmónicos de alta frequência na corrente de entrada, resultando eventualmente num alto valor de *THD*. Para reduzir a amplitude desses harmónicos na corrente, foi implementado um filtro rejeita banda, inserido antes do compensador com o intuito de amortizar o dobro da frequência da rede que aparece nesse sinal.

A Figura 5.3 apresenta o ramo de realimentação com os componentes usados para controlar o *SEPIC*.

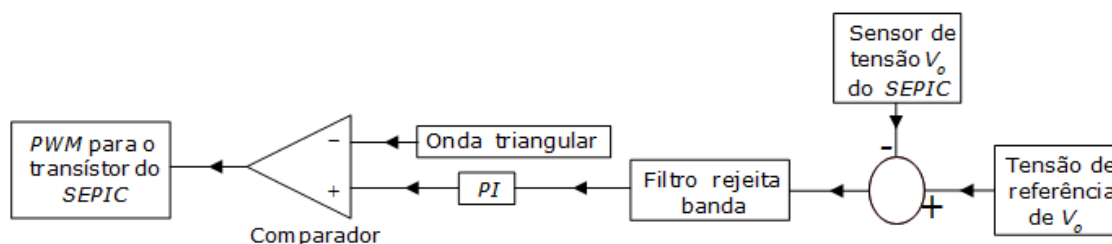


Figura 5.3: Esquema do ramo de realimentação do *SEPIC* com vários componentes que o constituem

5.1.4.3 Aplicação do "reset" ao compensador *PI*

Como o compensador desenvolvido tem um poder de resposta lento a transições de carga, e o tipo de conversor *DC/DC* usado, *SEPIC*, só permite que a corrente flua num sentido, detetou-se um problema adjacente ao sistema proposto.

Sempre que ocorra uma transição de carga, para uma mais leve, o compensador demora a responder a essa mudança, isto é, leva algum tempo a baixar o *duty cycle* para se ajustar a carga atual, ocorrendo num aumento de tensão excessivo na carga. Para solucionar este problema adicionou-se uma funcionalidade, que ao detetar a tensão de saída é igual ou superior a 55V faz um "reset" ao condensador do compensador *PI*, que corresponde a mudar o *duty cycle* para o valor nulo.

5.1.4.4 Implementação do filtro rejeita banda

Conforme é mencionado no artigo [8] o dobro da frequência presente no sinal de realimentação, que provem da tensão V_o vai criar harmônicos de alta frequência na correção na forma de onda da corrente de entrada do *PFC*. Estas frequências, conforme o estabelecido na Tabela 5.1, vão desde os $94Hz$ a $126Hz$.

Na Figura 5.4 está apresentado o diagrama de *Bode* do sistema em malha aberta do compensador *PI*, equação 5.24, com a função de transferência do *SEPIC*, equação 5.23. Podemos observar que o ganho das frequências em torno dos $100Hz$ têm um ganho, aproximadamente, de $15dB$ o que se traduz numa amplificação das frequências que vão contribuir para a má qualidade na moldagem da forma de onda da corrente.

Para colmatar este problema projetou-se uma filtro rejeita banda de segunda ordem, centrado em $110Hz$ com uma largura de banda de $50Hz$.

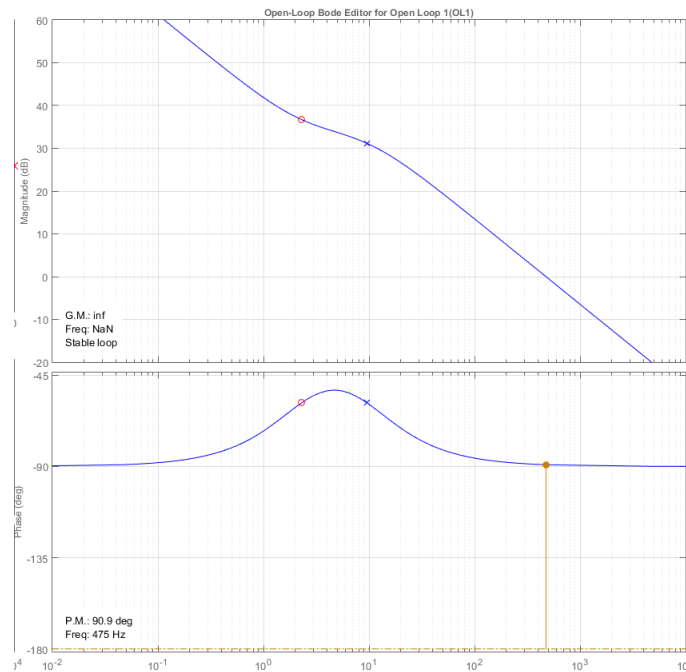


Figura 5.4: Diagrama de *Bode* do sistema em malha aberta do compensador *PI*, equação 5.24, com a função de transferência do *SEPIC*, equação 5.23.

5.1.4.5 Tensão de referência e arranque suave

Foi escolhido para tensão de corrente contínua, V_{CC} , que alimenta todo o sistema de controlo, o valor de $10V$.

Estabeleceu-se a tensão de referência, V_{ref} , para os controladores, que é obtida a partir da tensão V_{CC} , com o valor de $2.5V$.

Para suavizar o arranque do *PFC* tomou-se como solução a alteração da forma de onda da tensão de referência, V_{ref} , no arranque do *PFC*, para evitar correntes e tensões abruptas nos componentes do conversor *SEPIC*. Com o objetivo da tensão V_{ref} não aparecer sob a forma de um degrau no arranque, vai-se moldar a forma de onda de V_{ref} para que apareça sob a forma de rampa até atingir o seu valor final, 2.5V.

O método usado para suavizar o arranque, que de certa forma consegue se aproximar de uma rampa, foi através da implementação de uma constante de tempo (RC), tendo como equação 5.25.

$$\tau = RC[s] \quad (5.25)$$

Para se obter a tensão de referência, V_{ref} , a partir da tensão de corrente contínua, V_{CC} , é necessário criar um divisor de tensão. Tendo em conta a eficiência energética, o valor das resistências escolhidas para o divisor de tensão será na ordem das dezenas do $K\Omega$. O divisor de tensão a configuração apresentada na Figura 5.5.

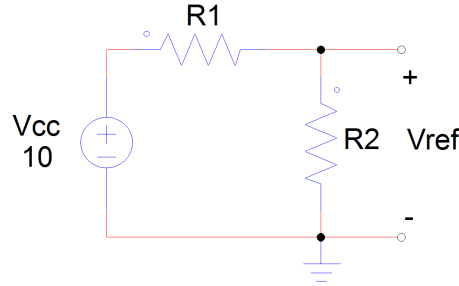


Figura 5.5: Divisor resistivo para a obtenção da tensão V_{ref} .

Escolhendo o valor de $30K\Omega$ para R_1 , R_2 terá o valor de,

$$R_2 = \frac{-V_{ref} \cdot R_1}{V_{ref} - V_{cc}} = \frac{-2.5 \cdot 30E3}{2.5 - 10} = 10[K\Omega] \quad (5.26)$$

Conforme a Figura 5.5 para a modificação da forma de onda de V_{ref} vai ser adicionado um condensador em paralelo com a resistência R_2 . Criando assim a constante de tempo, que de certa forma, no arranque do circuito, a tensão V_{ref} vai ter uma forma semelhante a uma rampa e atingindo o seu valor final ao final de 5τ . O circuito passa a ter seguinte forma apresentada na Figura 5.6.

Com base no teorema de *Thévenin*, vai-se fazer uma análise o circuito da Figura 5.6 de forma a simplificar circuito visto aos terminais do condensador. Com o interruptor fechado, que simula o sistema a arrancar, temos que,

$$V_{Th} = \frac{10E3}{10E3 + 30E3} \cdot 10 = 2.5[V] \quad (5.27)$$

$$R_{Th} = \frac{10E3 \cdot 30E3}{10E3 + 30E3} = 7500[\Omega] \quad (5.28)$$

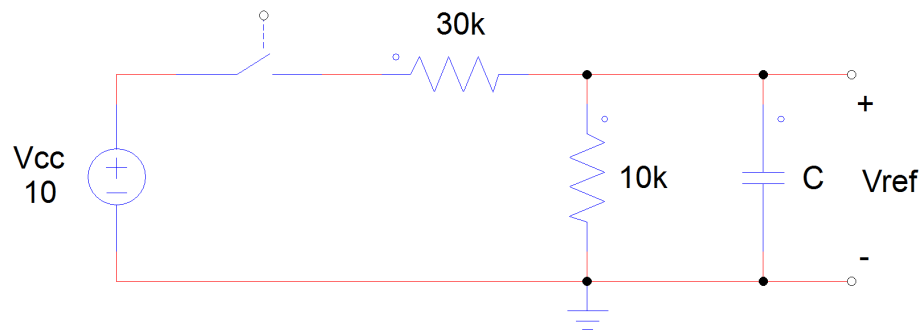


Figura 5.6: Circuito que implementa o arranque suave do *PFC*.

Com a equação 5.27 e 5.28 é possível reduzir o circuito para a forma apresentado na Figura 5.7, tornando possível a aplicação da equação 5.25 para o calculo do valor de C .

Com a equação 5.27 e 5.28 o circuito simplificado é apresentado na Figura 5.7, sendo agora possível a aplicação da equação 5.25 para o calculo do valor de C .

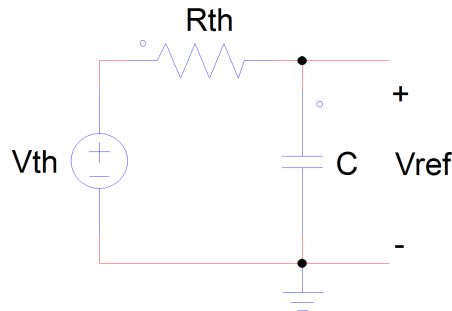


Figura 5.7: Circuito que implementa o arranque suave do *PFC*.

Após várias experiências decidiu-se que o valor de τ_{ligado} ideal para o arranque do *PFC* é de $100ms$. A fim de $500ms$, $5 \cdot \tau$, a tensão à de saída do *PFC* será aproximadamente $50V_{DC}$. Agora, com a equação 5.25 e o valor obtido em 5.28 é possível determinar o valor de C , sendo,

$$C = \frac{\tau_{ligado}}{R_{Th}} = \frac{0.1}{7500} = 13.33[\mu F] \quad (5.29)$$

Na Figura 5.6 o interruptor tem como função diferenciar os dois estados de operação do *PFC*, ligado ou desligado. Com o interruptor fechado o circuito representa o *PFC* ligado, enquanto com o interruptor aberto simboliza o *PFC* desligado.

Quando o *PFC* está desligado, interruptor aberto, a energia armazenada no condensador tem que ser dissipada para que no próximo arranque seja garantido que a função de arranque suave seja realiza. Analisando a Figura 5.6 com o interruptor aberto, pode-se ver que o condensador tem aos seus terminais um resistência, garantindo a dissipação da energia armazenada. Aplicando a

equação 5.25 com o valor de R_2 e C temos que,

$$\tau_{desligado} = RC = 10E3 \cdot 13.33E-6 = 133.33[ms] \quad (5.30)$$

Assim ao fim de $700ms$, aproximadamente $5 \cdot \tau_{desligado}$, o condensador encontra-se praticamente descarregado, pronto para um novo arranque do *PFC*.

5.1.4.6 Valores de correntes e tensões nos componentes do *SEPIC*

Com base no conteúdo e nas fórmulas apresentado no artigo [22] vão ser apresentados os valores aproximados de tensão e correntes em vários componentes constituintes do conversor *SEPIC*. Tendo em atenção à gama de tensão *AC* que o *PFC* aceita, será apresentado os valores mais importantes a ter em conta aos quais os componentes terão de suportar.

As formulas aplicam-se a *SEPIC* sem transformador de alta frequência. Como se usou o modelo ideal de um transformador e a razão de transformação unitária, os valores dos cálculos foram verificados com os resultados obtidos na simulação validando a sua aplicação neste contexto.

Quando o conversor opera com pequena quantidade de *ripple* na bobine L_1 , a corrente de entrada nos díodos da ponte retificadora e na bobine L_1 podem ser aproximados. Para os díodos da ponte retificadora:

$$i_{D_{i_avg}, V_{in, min}} = \frac{2 \cdot P_o}{\pi \cdot V_{in, min, RMS} \cdot \sqrt{2}} = \frac{2 \cdot 550}{\pi \cdot 90 \cdot \sqrt{2}} = 2.75[A] \quad (5.31)$$

$$i_{D_{i_RMS}, V_{in, min}} = \frac{P_o}{V_{in, min, RMS}} = \frac{550}{90} = 6.11[A] \quad (5.32)$$

$$i_{D_{i_max}, V_{in, min}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{in, min, RMS} \cdot \sqrt{2}} + I_{ripple, V_{in, min}} = \frac{2 \cdot 550}{90 \cdot \sqrt{2}} + 0.86 = 9.50[A] \quad (5.33)$$

$$v_{D_{i_max}, V_{in, max}} = 265 \cdot \sqrt{2} = 374.77[V] \quad (5.34)$$

Na bobine L_1 :

$$i_{L_{1_avg}, V_{in, min}} = \frac{4 \cdot P_o}{\pi \cdot V_{in, min, RMS} \cdot \sqrt{2}} = \frac{4 \cdot 550}{\pi \cdot 90 \cdot \sqrt{2}} = 5.50[A] \quad (5.35)$$

$$i_{L_{1_RMS}, V_{in, min}} = \frac{P_o}{V_{in, min, RMS}} = \frac{550}{90} = 6.11[A] \quad (5.36)$$

O transístor liga-se com corrente nula não gerando dissipação, mas o contrário já não acontece ao desligar-se, podendo gerar faísca no processo. A corrente e tensão máxima são:

$$i_{sw_max, V_{in, min, RMS}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in, min, RMS} \cdot D_{V_{in, min}} \cdot \frac{1}{f_{switch}}}{L_{eq}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 90 \cdot 0.2778 \cdot \frac{1}{400E3}}{1.4204E-6} = 62.23[A] \quad (5.37)$$

$$v_{sw_max,V_{in,max,RMS}} = V_o + \sqrt{2} \cdot V_{in,max,RMS} = 55 + 374.77 = 429.77[V] \quad (5.38)$$

O díodo presente na saída do *SEPIC* dissipa energia ao ligar-se, mas ao desligar-se já não acontece porque o faz com corrente nula. O valor máximo da corrente e tensão são:

$$i_{D_o,max,V_{in,min,RMS}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in,min,RMS} \cdot D_{Vin,min} \cdot \frac{1}{f_{switch}}}{L_{eq}} = i_{sw_max,V_{in,min,RMS}} = 62.23[A] \quad (5.39)$$

$$v_{D_o,max,V_{in,max,RMS}} = V_o + \sqrt{2} \cdot V_{in,max,RMS} = v_{sw_max,V_{in,max,RMS}} = 429.77[V] \quad (5.40)$$

A corrente pico-a-pico do díodo de saída é alta. A corrente média é:

$$i_{D_o,avg} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{550}{50} = 11[A] \quad (5.41)$$

Também atravessam grandes correntes pico-a-pico na bobine L_2 . O seu valor máximo e mínimo são:

$$i_{L_2,min,V_{in,min,RMS}} = -\frac{D_{Vin,min}^2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in,min,RMS} \cdot \frac{1}{f_{switch}}}{2} \left(\frac{1}{L_2} - \frac{1}{L_1 \cdot M_{Vin,min}} \right) =$$

$$-\frac{0.2778^2 \sqrt{2} \cdot 90 \cdot \frac{1}{400E3}}{2} \left(\frac{1}{1.4272E-6} - \frac{1}{301.1364E-6 \cdot 0.3928} \right) = -8.50[A] \quad (5.42)$$

$$i_{L_2,max,V_{in,min,RMS}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in,min,RMS} \cdot D_{Vin,min} \cdot \frac{1}{f_{switch}}}{L_2} + i_{L_2,min,V_{in,min,RMS}} =$$

$$\frac{\sqrt{2} \cdot 90 \cdot 0.2778 \cdot \frac{1}{400E3}}{1.4272E-6} - 8.50 = 53.44[A] \quad (5.43)$$

A capacidade do condensador C_o aguentar uma corrente *RMS* tem que ser superior à calculada, que é:

$$I_{C_o,RMS} = \frac{P_o}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{D_{Vin,min}}{1 - D_{Vin,min}}} = \frac{550}{50} \cdot \sqrt{\frac{0.2778}{1 - 0.2778}} = 6.82[A] \quad (5.44)$$

5.1.4.7 Implementação de um fusível

Por variedade de razões imprevisíveis, num instante a rede AC pode transportar uma quantidade de corrente acima do que deveria, ou a fonte de alimentação necessitar de mais potência do que foi projetada. Com um fusível é possível, de certa forma, impedir que essas correntes elevadas danifiquem os componentes da fonte de alimentação, que causem incêndios ou até mesmo impedir que ponha vidas em risco.

O fusível deve proteger o equipamento elétrico, bloqueando correntes superiores às estipuladas para esses equipamentos.

Segundo a regulamentação da *Intel* deve ser usado um fusível de ação retardada, para impedir que reaja com ruídos que possam existir na rede. Deve ser capaz de suportar os $265V_{ACRMS}$ e $6.11A_{ACRMS}$.

5.1.5 Apresentação de resultados

Apresentar resultados de:

-imagem sem o reset e com o reset

A Figura 5.8 e 5.9 apresentam alguns períodos das formas de onda de tensão e de corrente da rede AC, $90V_{RMS}$ a $60Hz$ e $265V_{RMS}$ a $50Hz$ respectivamente, e a tensão DC de saída do *PFC* em regime permanente à potência máxima, $550W$. É possível verificar que o *PFC* projetado consegue moldar a onda de corrente de entrada com qualidade nas gamas de tensões estabelecidas e frequências. É visível a presença da ondulação ao dobro da frequência da rede AC na tensão V_o e os níveis estão dentro da gama estabelecida, $\pm 2.5V$.

Nestas figuras e nas que se seguem a tensão da rede AC está escalada, para uma melhor observação da qualidade de retificação da onda de corrente. A $90V_{RMS}$ tem a razão de $1/10$ e a $265V_{RMS}$ tem a razão de $1/50$.

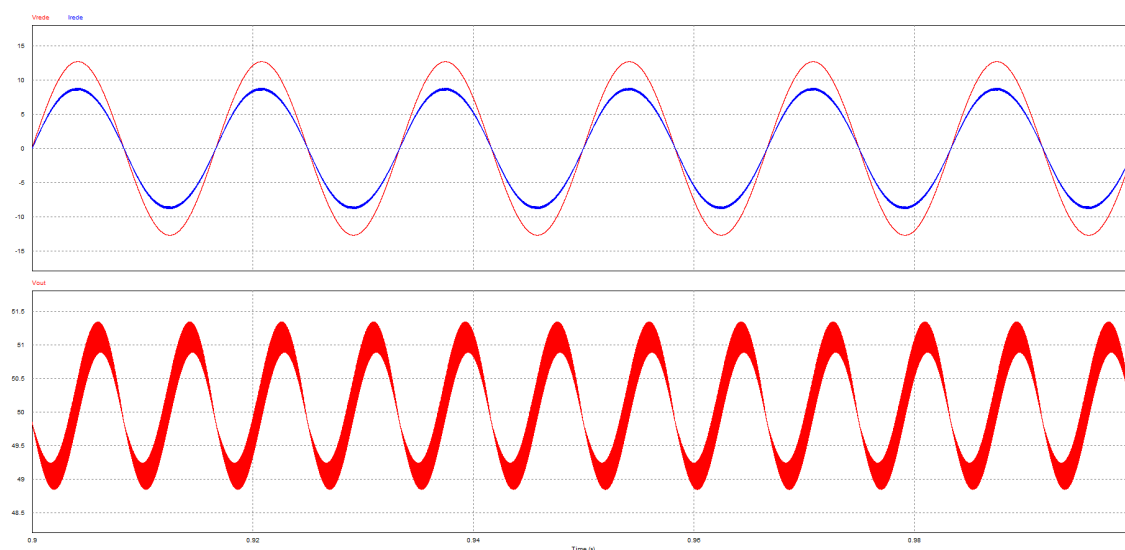


Figura 5.8: Alguns períodos das formas de onda de tensão, a $90V_{RMS}$ a $60Hz$, da corrente e da tensão de saída V_o , em regime permanente, à potência de $550W$

Na Figura 5.10 está apresentado o que considerou-se um dos pior casos de injeção de harmônicos do *PFC*. Isto porque quando menor for a intensidade da corrente maior relevância têm os harmônicos. Neste caso o valor do fator de potência é de 0.96 e o *THD* de 0.148.

Na Figura 5.11 está apresentada a simulação de transição de potência de $0W$ para $550W$, máxima potência do *PFC*, e novamente para $0W$, com $90V_{RMS}$ de tensão entrada, com escala de

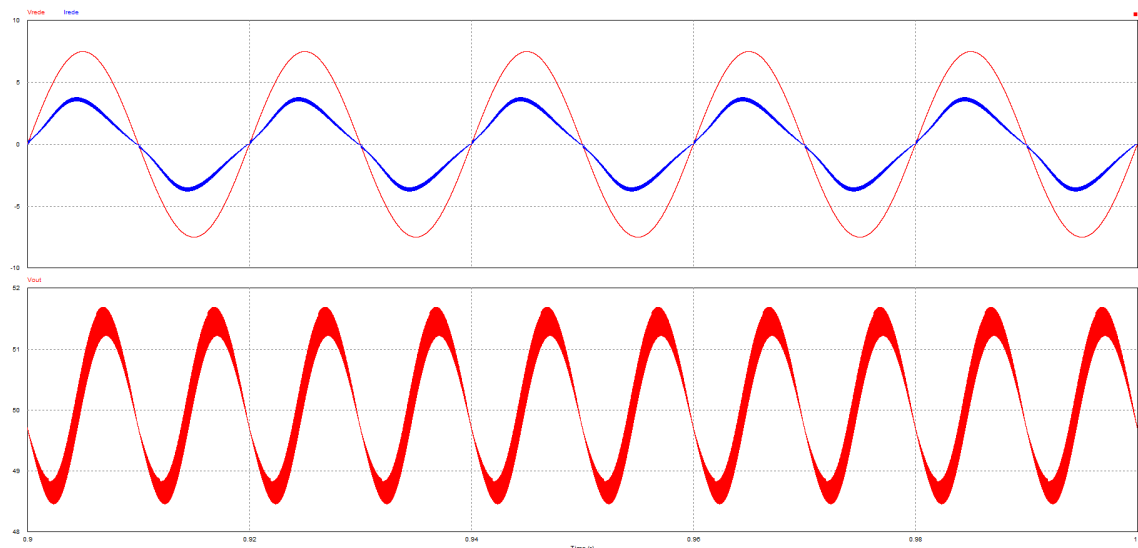


Figura 5.9: Alguns períodos das formas de onda de tensão, a $265V_{RMS}$ a $50Hz$, da corrente e da tensão de saída V_o , em regime permanente, à potência de $550W$

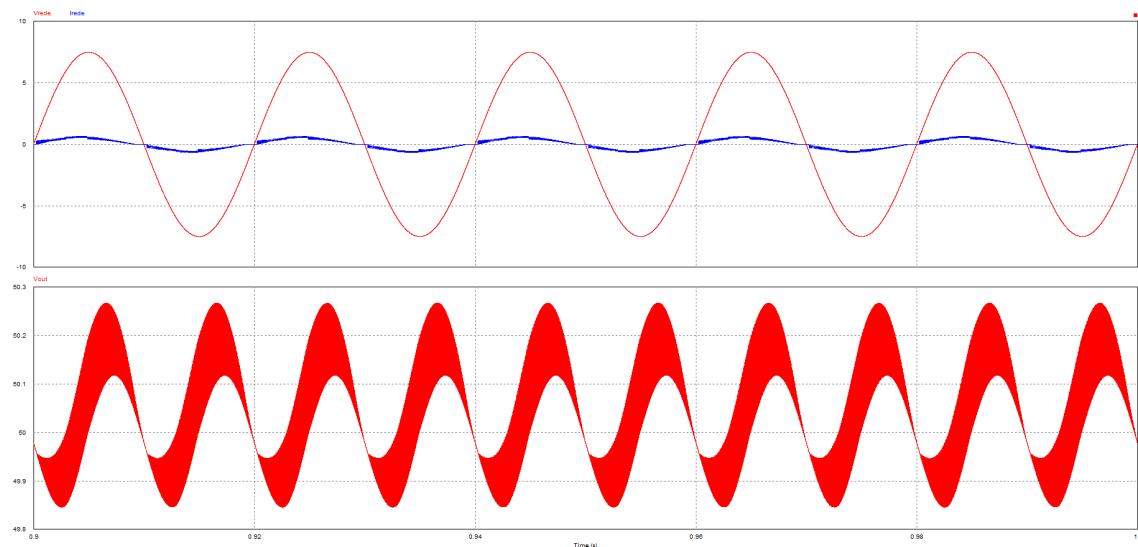


Figura 5.10: Alguns períodos das formas de onda de tensão, a $265V_{RMS}$ a $50Hz$, da corrente e da tensão de saída V_o , em regime permanente, à potência de $55W$

1/10, a $60Hz$ de frequência. Por necessitar de um maior valor de *duty cycle* esta simulação torna-se importante para a validação da capacidade de resposta, a nível de rapidez e qualidade da forma de onda da corrente de entrada obtida, do compensador projetado.

Na transição de potência de $0W$ para $550W$ a queda de tensão em V_o , até que o compensador atinja o valor mínimo de *duty cycle* para o *PFC* fornecer a potência necessária, é sensivelmente de $11V$. Durante o aumento do *duty cycle* pode-se notar que a forma de onda da corrente tem muito bom aspeto mesmo com a transição da sua amplitude até atingir o seu valor permanente.

Quando é feita a transição de potência de 550W para 0W a tensão V_o sobe rapidamente, situação oposta à transição feita anteriormente mas o mesmo tipo de comportamento do compensador, demora a responder à variação. Com a solução que foi implementada para esta situação pode-se observar que quando V_o atinge os 55V é realizado o *reset*, ao condensador, do compensador *PI* e nota-se que o *duty cycle* fica com valor nulo, conforme o desejado e mantendo V_o com o valor máximo de 55V.

A boa qualidade obtida na moldagem da forma de onda da corrente é bem visível na imagem.

Mesmo com a implementação do filtro rejeita banda é possível notar-se a ondulação presente no *duty cycle*, pelo efeito do dobro da frequência da rede presente na tensão V_o que é transmitido pela realimentação. Esta ondulação indesejada no *duty cycle* vai contribuir, com um valor muito reduzido, o aumento de harmónicos na corrente.

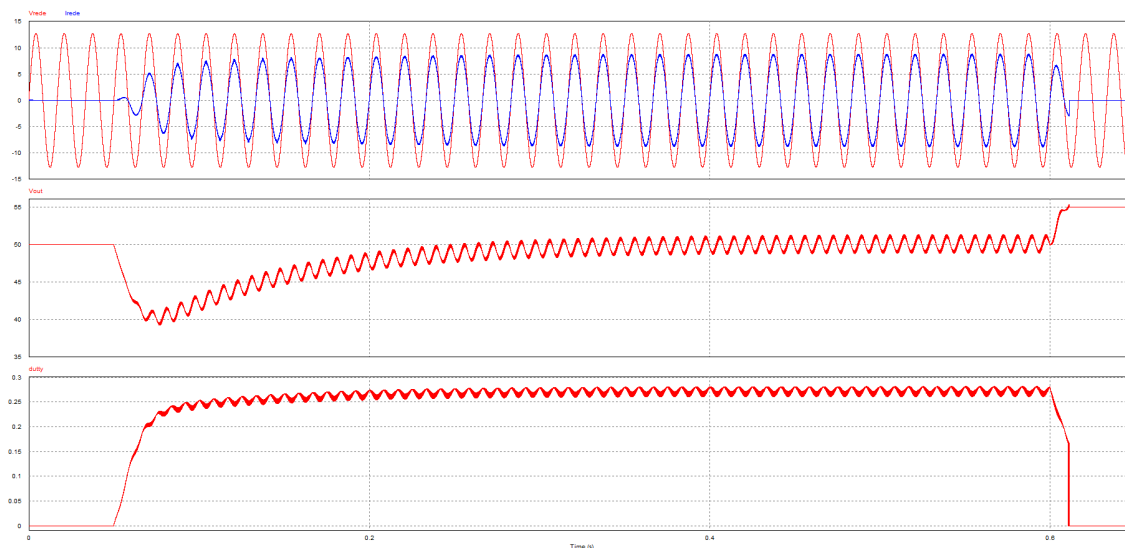


Figura 5.11: Simulação de transição de potência de 0W a 550W e novamente para 0W, com 90V_{RMS} de tensão entrada, com escala de 1/10, a 60Hz de frequência.

Na Figura 5.12 está apresentado o arranque suave implementado para o *PFC*, com 90V_{RMS} de tensão entrada, com escala de 1/10, a 60Hz de frequência e à potência máxima, 550W. Ao fim 500ms a tensão V_o ronda os 50V. Com esta implementação consegue-se controlar a corrente que é injetada no arranque do sistema salvaguardando os componentes constituintes, e evitando deformações abruptas na forma de onda da corrente AC.

É apresentado na Figura 5.13 os valores de fator de potência e *THD*, em percentagem em relação à componente fundamental, para os diferentes níveis de potência, com os dois níveis de tensão AC 90V_{RMS} e 265V_{RMS}. Como seria de esperar os melhores valores de fator de potências e *THD* obtêm-se com a tensão AC de 90V_{RMS}. Com nível de tensão mais baixo para os mesmos níveis de potência a corrente é maior, e assim a componente fundamental da corrente é maior em relação aos seus harmónicos de alta frequência. Os valores foram obtidos pelas ferramentas de análise do *PSIM*. Os resultados obtidos a respeito da *THD* estão inflacionados em comparação com a norma

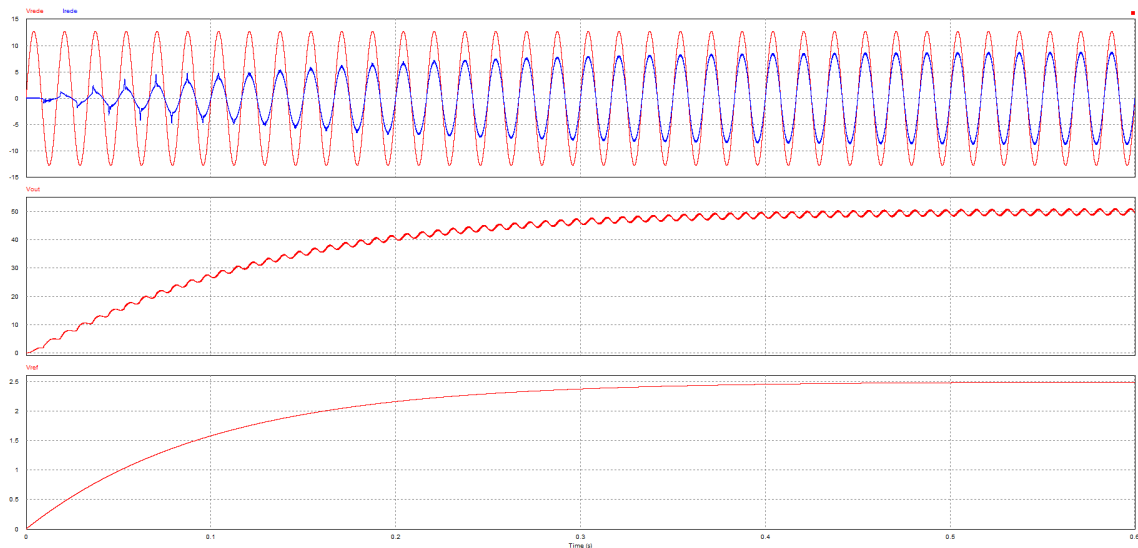


Figura 5.12: Simulação do arranque suave do *PFC*, com $90V_{RMS}$ de tensão entrada, com escala de 1/10, a $60Hz$ de frequência à potência máxima, $550W$.

IEC/EN 61000-3-2, isto porque a norma especifica valores até ao 40º harmónico enquanto o valor dado pela ferramenta do *PSIM* faz uma análise num espectro muito mais alargado, adicionando a contribuição dos harmónicos que não entram para os limites estabelecidos.

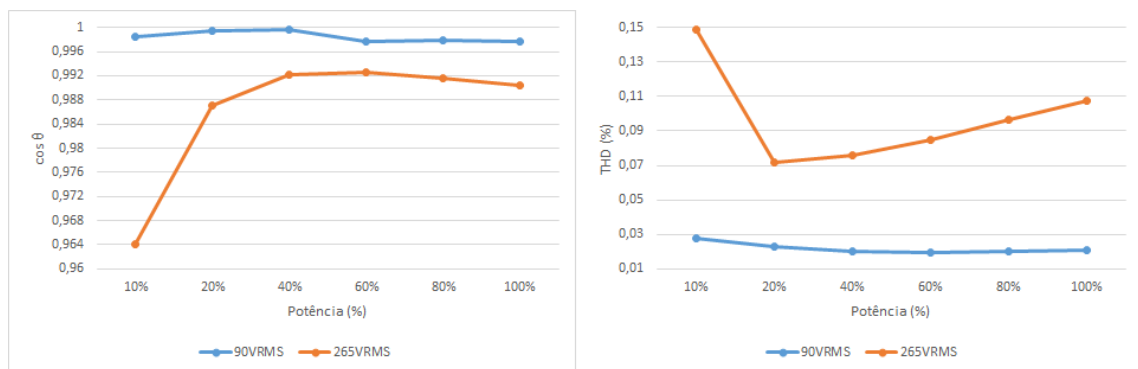


Figura 5.13: Valores de fator de potência e *THD* a diferentes níveis de potência e com os dois limites de tensão de entrada

Para poder validar a capacidade de redução de harmónicos na rede, vai-se analisar a situação menos eficiente do *PFC*, como mostra na Figura 5.13, é com a tensão de entrada a $265V_{RMS}$ à potência de $55W$. No domínio das frequências obtemos os seguintes valores na Figura 5.14 dos harmónicos da corrente desde o fundamental até ao 40º. Na Figura 5.15 está apresentada a comparação dos valores dos harmónicos obtidos na simulação, tensão de entrada a $265V_{RMS}$ à potência de $55W$, com os limites estabelecidos pela norma IEC/EN 61000-3-2, classe D. Conclui-se que o *PFC* é capaz de cumprir com a norma desde os 10% de potência até aos 100%.

A Figura 5.16 apresenta o resultado das forma de onda da tensão e corrente, com o *PFC* a

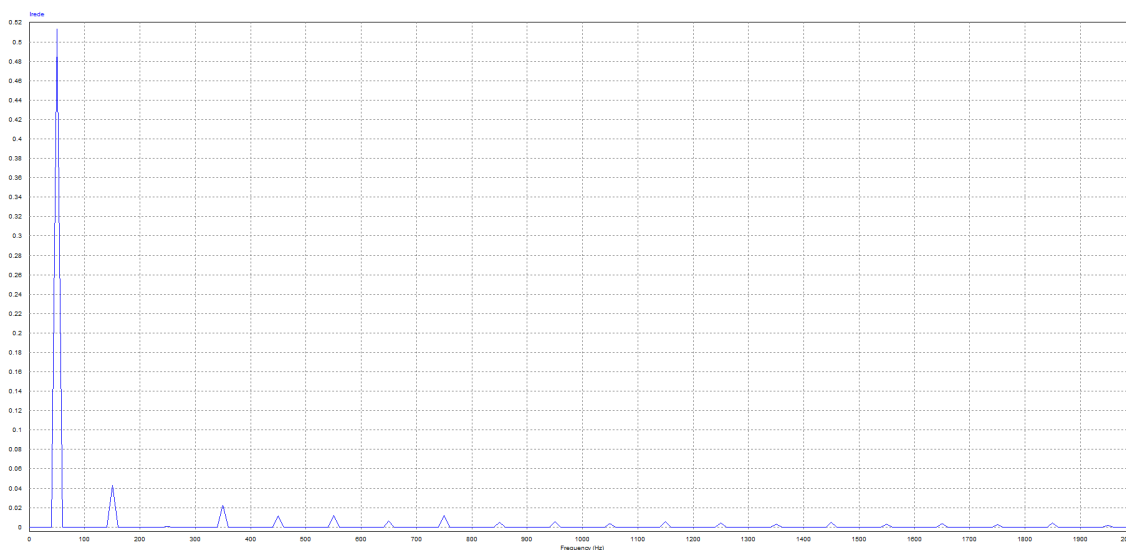


Figura 5.14: Análise no domínios das frequências dos valores dos harmônicos da corrente de entrada do *PFC*, com a tensão de entrada a $265V_{RMS}$ à potência de $55W$

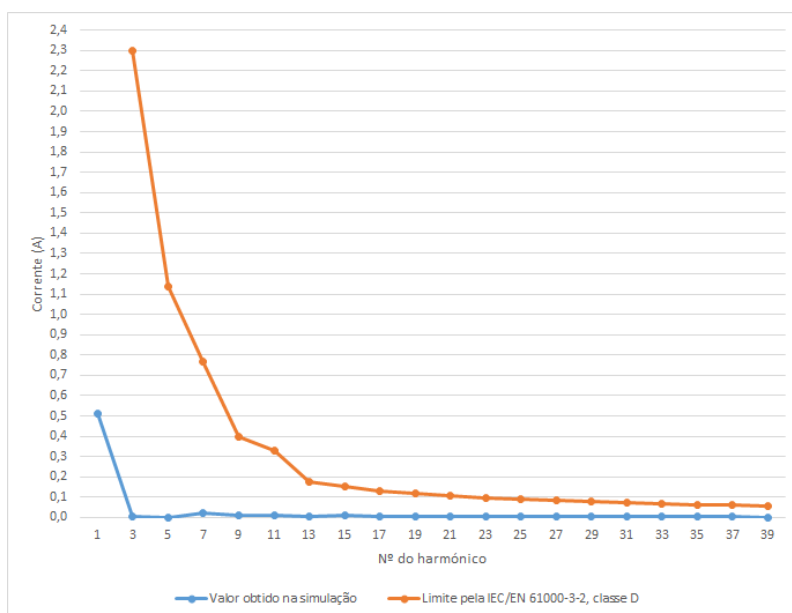


Figura 5.15: Comparação dos valores dos harmônicos da corrente de entrada do *PFC*, tensão de entrada a $265V_{RMS}$ à potência de $55W$, com os limites estabelecidos pela norma IEC/EN 61000-3-2, classe D

trabalhar sem o filtro rejeita banda. Na parte de cima está o resultado com $90V_{RMS}$ à potência de $550W$, a do meio o resultado com $265V_{RMS}$ à potência de $550W$ e o resultado com $265V_{RMS}$ à potência de $55W$. Comparando com É visível a deformação da forma de onda da corrente tendo em conta os resultado obtidos com a implementação do filtro rejeita banda nas Figuras 5.9, 5.9 e 5.10, principalmente a $265V_{RMS}$ à potência máxima.

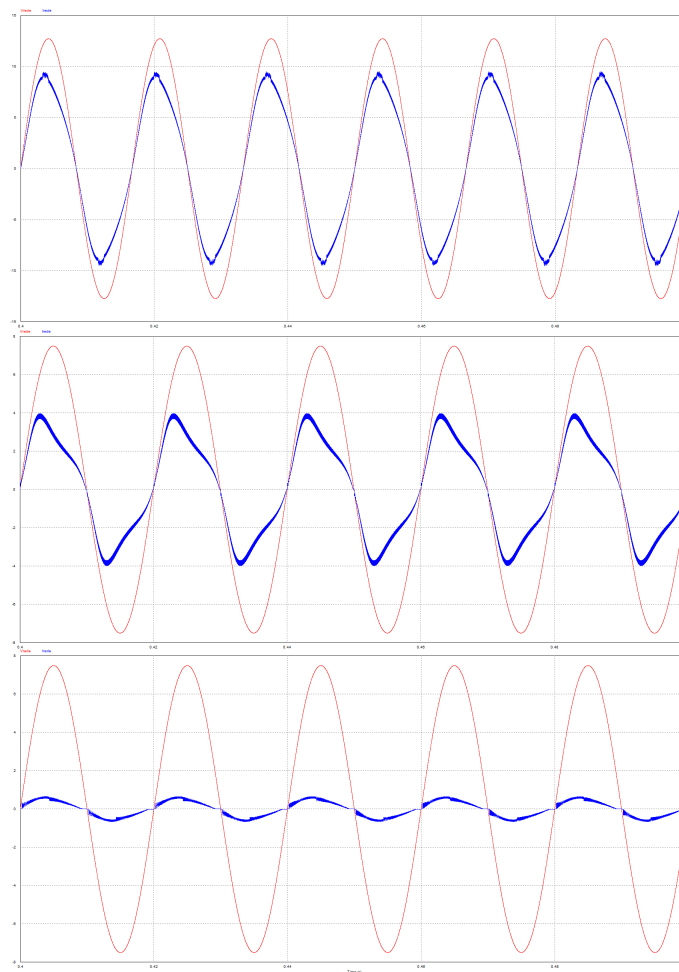


Figura 5.16: sem o filtro rejeita banda. Na parte de cima está o resultado com $90V_{RMS}$ à potência de $550W$, a do meio o resultado com $265V_{RMS}$ à potência de $550W$ e o resultado com $265V_{RMS}$ à potência de $55W$ do *PFC*

Na Tabela 5.3 está apresentado os valores do fator de potência e *THD* dos casos simulados na Figura 5.16. É evidente a ineficiência do *PFC* sem o filtro rejeita banda, em especial nas duas situações com potência de $550W$, onde a injeção de harmónicos na rede AC chega a ser mais do triplo.

Tabela 5.3: Diferenças no fator de potência e *THD* com e sem a implementação do filtro rejeita banda no ramo de realimentação do *PFC*

Parâmetros	Com filtro rejeita banda		Sem filtro rejeita banda	
	Fator de potência	<i>THD</i> (%)	Fator de potência	<i>THD</i> (%)
$90V_{RMS}, 550W$	0.997	2.08	0.994	7.43
$265V_{RMS}, 550W$	0.991	10.73	0.954	20.79
$265V_{RMS}, 55W$	0.964	14.83	0.945	16.68

É apresentando na Figura 5.17 a simulação sem a implementação do *reset* ao condensador

do *PI*, podendo se verificar a diferença com a Figura 5.11 a respeito dos valores da tensão V_o e *duty cycle*. A tensão V_o chega praticamente aos 59V e mantendo-se nessa tensão por causa do conversor ser unidirecional. Nesse tempo em que se mantém a tensão excessiva o condensador do controlador *PI* continua a acumular o erro atingindo valores significativos que depois para poder arrancar numa transição de carga vai demorar significativamente a responder à transição.

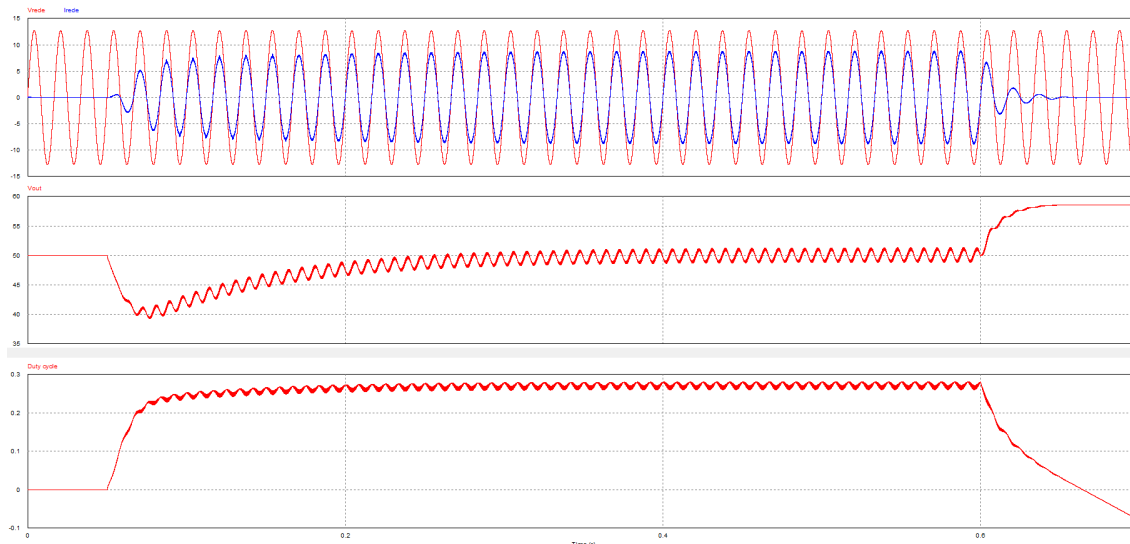


Figura 5.17: Simulação sem a implementação do *reset* ao condensador do *PI*, com transição de potência de 0W a 550W e novamente para 0W, com 90V_{RMS} de tensão entrada, com escala de 1/10, a 60Hz de frequência.

A Figura 5.18 apresenta o circuito final que constitui a solução para o *PFC*.

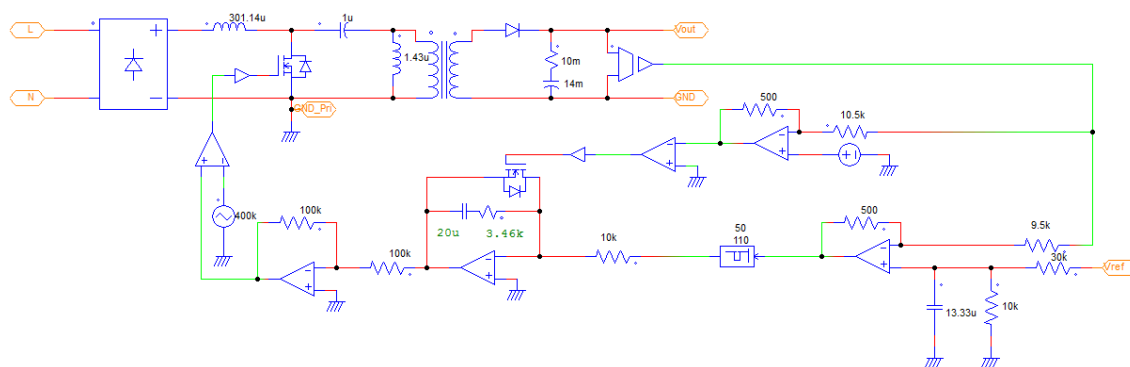


Figura 5.18: Circuito que constitui a solução do *PFC*

5.1.6 Conclusão a respeito da concepção do *PFC*

O trabalho ao projetar um *PFC* torna-se cada vez mais complicado por haver diferentes abordagens. Por si só, ao observar as varias opções possíveis já é difícil, então entender cada uma bem para poder fazer uma escolha bem informada e saber o custo benéfico é um grande desafio.

Existe um compromisso entre a rapidez do compensador e a qualidade ao moldar a forma de onda da corrente *AC*. Quanto mais rápido for a resposta do compensador maior é a amplitude de ondulação, ao dobro da frequência da rede *AC*, presente no *duty cycle*, criando um efeito nefasto na qualidade de retificação da corrente. Após vários ensaios, adotou-se que o compensador obtido, equação 5.24, apresenta o melhor compromisso para a solução atual.

Os resultados obtidos para os dois extremos da gama estabelecida de tensão de entrada *AC* em vários níveis de potência indicam que se conseguiu obter um elevado fator de potência e um baixo conteúdo harmónico, evidenciando que a corrente consumida na rede *AC* é totalmente absorvida pelo sistema, tornando-se corrente útil, e que o seu conteúdo harmónico é reduzido.

Mesmo na situação menos favorável, com máxima tensão de entrada e mínima potência à saída, 10W, conseguiu-se implementar um *PFC* que cumpre os limites da norma IEC/EN 61000-3-2, classe D, [23].

Segundo a regulamentação da *Intel*, [10], foi implementado o arranque suave que impede a entrada súbita de corrente na inicialização da fonte de alimentação. A inclusão de um fusível que impeça a circulação de corrente acima do estipulado no *PFC* não pondo em risco os componentes nem a segurança do utilizador.

Um corretor do fator de potência ideal deve emular uma resistências no lado da rede *AC* enquanto mantém à sua saída uma tensão suficientemente regulada. Com os resultados obtidos pensasse ter atingido este objetivo.

5.2 Conversores *DC/DC*

5.2.1 Características dos conversores *DC/DC*

Com o que é apresentado como solução no capítulo 4, os conversores *DC/DC* possuem as seguintes características mencionada na Tabela 5.4. Com estes valores vai-se passar à parte de dimensionamento dos componentes de cada conversor.

Juntamente com a regulamentação da *Intel* [10],

Tabela 5.4: Especificações técnicas dos conversores *DC/DC*

	Conversor 12V	Conversor 5V	Conversor 3.3V	Conversor −12V	Conversor 5V _{SB}	Carregador da bateria
Tensão máxima de entrada (V_{in_max})	60V	60V	60V	60V	60V	60V
Tensão mínima de entrada (V_{in_min})	19V	19V	19V	19V	19V	30V
Tensão de saída (V_o)	12V	5V	3.3V	−12V	5V	29V
Corrente nominal de saída (I_{nom})	25A	14A	14A	0.5A	2.5A	2A
Corrente máxima de saída (I_{max})	26A	15A	15A	1A	4A	2A
Potência máxima de saída (P_o)	312W	75W	49.5W	12W	20W	58W
Frequência de comutação (f_{sw})	400KHz	400KHz	400KHz	400KHz	400KHz	400KHz
ripple de corrente na bobine (I_{L_rip})	5%	10%	10%	20%	10%	10%
ripple de tensão no condensador (V_{C_rip})	±5% (±0.6V)	±5% (±0.25V)	±5% (±0.16V)	±5% (±0.6V)	±5% (±0.25V)	±0.5% (±0.145V)

5.2.2 Construção dos conversores *DC/DC*

5.2.2.1 Topologia *Buck* (*Step-down*)

Supondo modelo ideal, apresentam-se as seguinte fórmulas com base no documento[9],[19]:

$$\Delta I_L = I_{L_rip} \cdot I_{nom} \quad (5.45)$$

$$I_{L,pico} = I_{nom} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5.46)$$

$$\Delta V_C = 2 \cdot V_{C_rip} \cdot V_o \quad (5.47)$$

$$D = \frac{V_o}{V_{in_max}} \quad (5.48)$$

$$C_{rip_min} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot V_o \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_C} \quad (5.49)$$

$$L_{min} = \frac{(V_{in_max} - V_o) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_{sw}} \quad (5.50)$$

Segundo o documento [9], a equação 5.50 apenas considera o efeito do *ripple* da tensão no condensador e da corrente na bobine para o calculo da capacidade do condensador de saída.

A capacidade de resposta numa transição de carga também deve ser considerada para o calculo da capacidade do condensador. O conversor *Buck* deve ser capaz de responder a alterações na corrente de carga, mantendo a sua tensão de saída dentro da regulação especificada.

Quando existe uma transição de corrente na carga de um valor maior para um valor inferior, a tensão de saída aumenta temporariamente até que o *duty cycle* seja ajustado para manter a tensão de saída no seu valor nominal. O pior caso para este aumento de tensão na saída vai ocorrer com a transição de carga máxima para a ausência de carga. O condensador de saída deve ser capaz de lidar com esta transição. Para isso o condensador de saída deve ter um valor de capacidade o suficiente para poder armazenar a energia contida na bobine sem que a sua tensão saia do limite da regulação. A partir da seguinte equação é possível calcular o valor da capacidade que cumpre o requisito apresentado [9],

$$C_{cover_min} = \frac{L_{min} \cdot I_{L,pico}^2}{\left(\frac{\Delta V_C}{2} + V_o\right)^2 - V_o^2} \quad (5.51)$$

A resistência *ESR* e a capacidade do condensador influenciam o tempo de resposta ramo de realimentação da tensão de saída. Quanto maior a capacidade e a resistência *ESR*, maior é tempo de resposta da saída numa transição de carga.

Portanto, a fim de se ter uma ondulação de tensão de saída inferior ao máximo especificado, a resistência *ESR* do condensador de saída deve ser menor do que o valor calculado na seguinte equação [9],

$$ESR_{MAX} = \frac{\Delta V_C}{I_{max}} \quad (5.52)$$

A seguinte equação permite saber quanto calcular o *ripple* de corrente que o condensador do barramento *DC* deve ser capaz de lidar [19],

$$I_{C_{in_RMS}} = I_{o_max} \frac{\sqrt{V_o(V_{in_min} - V_o)}}{V_{in_min}} \quad (5.53)$$

5.2.2.2 Conversor de 12V

Com base nos parâmetros definidos na Tabela 5.4,

$$\Delta I_L = I_{L_rip} \cdot I_{nom} = 0.05 \cdot 25 = 1.25[A] \quad (5.54)$$

$$I_{L,pico} = I_{nom} + \frac{\Delta I_L}{2} = 25 + \frac{1.25}{2} = 25.625[A] \quad (5.55)$$

$$\Delta V_C = 2 \cdot V_{C_rip} \cdot V_o = 2 \cdot V_{C_rip} \cdot V_o = 0.05 \cdot 12 = 1.2[V] \quad (5.56)$$

$$D = \frac{V_o}{V_{in_max}} = \frac{12}{60} = 0.2 \quad (5.57)$$

$$L_{min} = \frac{(V_{in_max} - V_o) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_{sw}} = \frac{(60 - 12) \cdot 0.2}{1.25 \cdot 400E3} = 19.20[\mu H] \quad (5.58)$$

$$ESR_{MAX} = \frac{\Delta V_C}{I_{max}} = \frac{1.2}{26} = 46.15[m\Omega] \quad (5.59)$$

$$C_{over_min} = \frac{L_{min} \cdot I_{L,pico}^2}{\left(\frac{\Delta V_C}{2} + V_o\right)^2 - V_o^2} = \frac{19.20E-6 \cdot 26.625^2}{(0.6 + 12)^2 - 12^2} = 854.17[\mu F] \quad (5.60)$$

A Tabela 5.5 apresenta os valores escolhidos para a modelação do conversor, tendo em conta os resultados teóricos obtidos. Os valores escolhidos estão um pouco majorados em relação aos teóricos, porque os cálculos foram realizados assumindo um conversor ideal. Assim, permite a introdução de componentes não ideais na modelação, de forma a torna-la mais realística.

Tabela 5.5: Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor *DC/DC* de 12V

	Valor calculado	Valor escolhido
L	19.20[μH]	20[μH]
C	854.17[μF]	11[mF]
R_L	—	3.85[m Ω]
R_C	46.15[m Ω]	15[m Ω]

5.2.2.3 Conversor de 5V

Com base nos parâmetros definidos na Tabela 5.4,

$$\Delta I_L = I_{L_rip} \cdot I_{nom} = 0.1 \cdot 14 = 1.4[A] \quad (5.61)$$

$$I_{L,pico} = I_{nom} + \frac{\Delta I_L}{2} = 14 + \frac{1.4}{2} = 14.7[A] \quad (5.62)$$

$$\Delta V_C = 2 \cdot V_{C_rip} \cdot V_o = 2 \cdot 0.05 \cdot 5 = 0.5[V] \quad (5.63)$$

$$D = \frac{V_o}{V_{in_max}} = \frac{5}{60} = 0.0833 \quad (5.64)$$

$$L_{min} = \frac{(V_{in_max} - V_o) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_{sw}} = \frac{(60 - 5) \cdot 0.0833}{1.4 \cdot 400E3} = 8.18[\mu H] \quad (5.65)$$

$$ESR_{MAX} = \frac{triangle V_C}{I_{max}} = \frac{0.5}{15} = 33.33[m\Omega] \quad (5.66)$$

$$C_{over_min} = \frac{L_{min} \cdot I_{L,pico}^2}{\left(\frac{\Delta V_C}{2} + V_o\right)^2 - V_o^2} = \frac{8.18E-6 \cdot 14.7^2}{(0.25 + 5)^2 - 5^2} = 690.18[\mu F] \quad (5.67)$$

A Tabela 5.6 apresenta os valores escolhidos para a modelação do conversor, tendo em conta os resultados teóricos obtidos. Os valores escolhidos estão um pouco majorados em relação aos teóricos, porque os cálculos foram realizados assumindo um conversor ideal. Assim, permite a introdução de componentes não ideais na modelação, de forma a torna-la mais realística.

Tabela 5.6: Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor DC/DC de 5V

	Valor calculado	Valor escolhido
L	8.18[μH]	10[μH]
C	690.18[μF]	4[mF]
R_L	—	2[mΩ]
R_L	33.33[mΩ]	10[mΩ]

5.2.2.4 Conversor de 3.3V

Com base nos parâmetros definidos na Tabela 5.4,

$$\Delta I_L = I_{L_rip} \cdot I_{nom} = 0.1 \cdot 14 = 1.4[A] \quad (5.68)$$

$$I_{L,pico} = I_{nom} + \frac{\Delta I_L}{2} = 14 + \frac{1.4}{2} = 14.7[A] \quad (5.69)$$

$$\Delta V_C = 2 \cdot V_{C_rip} \cdot V_o = 2 \cdot 0.05 \cdot 3.3 = 0.33[V] \quad (5.70)$$

$$D = \frac{V_o}{V_{in_max}} = \frac{3.3}{60} = 0.055 \quad (5.71)$$

$$L_{min} = \frac{(V_{in_max} - V_o) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_{sw}} = \frac{(60 - 3.3) \cdot 0.055}{1.4 \cdot 400E3} = 5.57[\mu H] \quad (5.72)$$

$$ESR_{MAX} = \frac{triangle V_C}{I_{max}} = \frac{0.33}{15} = 22[m\Omega] \quad (5.73)$$

$$C_{over_min} = \frac{L_{min} \cdot I_{L,pico}^2}{\left(\frac{\Delta V_C}{2} + V_o\right)^2 - V_o^2} = \frac{5.57E-6 \cdot 14.7^2}{(0.165 + 3.3)^2 - 3.3^2} = 1.08[mF] \quad (5.74)$$

A Tabela 5.7 apresenta os valores escolhidos para a modelação do conversor, tendo em conta os resultados teóricos obtidos. Os valores escolhidos estão um pouco majorados em relação aos teóricos, porque os cálculos foram realizados assumindo um conversor ideal. Assim, permite a introdução de componentes não ideais na modelação, de forma a torna-la mais realística.

Tabela 5.7: Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor *DC/DC* de 3.3V

	Valor calculado	Valor escolhido
L	5.57[μH]	6[μH]
C	1.08[mF]	4[mF]
R_L	—	2[m Ω]
R_C	22[m Ω]	8[m Ω]

5.2.2.5 Conversor de -12V

Com base nos parâmetros definidos na Tabela 5.4,

$$\Delta I_L = I_{L_rip} \cdot I_{nom} = 0.2 \cdot 0.5 = 0.1[A] \quad (5.75)$$

$$\Delta V_C = 2 \cdot V_{C_rip} \cdot V_o = 2 \cdot 0.05 \cdot 12 = 1.2[V] \quad (5.76)$$

$$D_{min} = \frac{V_o}{V_o - V_{in_max}} = \frac{-12}{-12 - 60} = 0.1667 \quad (5.77)$$

$$D_{max} = \frac{V_o}{V_o - V_{in_min}} = \frac{-12}{-12 - 19} = 0.3870 \quad (5.78)$$

$$L_{min} = \frac{V_{in_max} \cdot \frac{1}{f_{sw}} \cdot D_{min}}{2 \cdot \Delta I_L} = \frac{60 \cdot \frac{1}{400E3} \cdot 0.1667}{2 \cdot 0.1} = 124.95[\mu H] \quad (5.79)$$

$$C_{rip_min} = \frac{-V_o \cdot \frac{1}{f_{sw}} \cdot D_{max}}{2 \cdot \Delta V_C \cdot \frac{-V_o}{I_{max}}} = \frac{12 \cdot \frac{1}{400E3} \cdot 0.3870}{2 \cdot 1.2 \cdot \frac{12}{1}} = 40.31[\mu F] \quad (5.80)$$

$$ESR_{MAX} = \frac{triangle V_C}{I_{max}} = \frac{1.2}{1} = 1.2[\Omega] \quad (5.81)$$

A Tabela 5.8 apresenta os valores escolhidos para a modelação do conversor, tendo em conta os resultados teóricos obtidos. Os valores escolhidos estão um pouco majorados em relação aos teóricos, porque os cálculos foram realizados assumindo um conversor ideal. Assim, permite a introdução de componentes não ideais na modelação, de forma a torna-la mais realística.

Tabela 5.8: Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor *DC/DC* de $-12V$

	Valor calculado	Valor escolhido
L	124.95[μH]	130[μH]
C	40.31[μF]	50[μF]
R_L	—	1[m Ω]
R_C	1.2[Ω]	0.5[m Ω]

5.2.2.6 Conversor de 5V_{SB}

Com base nos parâmetros definidos na Tabela 5.4,

$$\Delta I_L = I_{L_rip} \cdot I_{nom} = 0.1 \cdot 2.5 = 0.25[A] \quad (5.82)$$

$$I_{L,pico} = I_{nom} + \frac{\Delta I_L}{2} = 2.5 + \frac{0.25}{2} = 2.625[A] \quad (5.83)$$

$$\Delta V_C = 2 \cdot V_{C_rip} \cdot V_o = 2 \cdot 0.05 \cdot 5 = 0.50[V] \quad (5.84)$$

$$D = \frac{V_o}{V_{in_max}} = \frac{5}{60} = 0.0833 \quad (5.85)$$

$$L_{min} = \frac{(V_{in_max} - V_o) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_{sw}} = \frac{(60 - 5) \cdot 0.0833}{0.25 \cdot 400E3} = 45.83[\mu H] \quad (5.86)$$

$$ESR_{MAX} = \frac{triangle V_C}{I_{max}} = \frac{0.5}{4} = 125[m\Omega] \quad (5.87)$$

$$C_{cover_min} = \frac{L_{min} \cdot I_{L,pico}^2}{\left(\frac{\Delta V_C}{2} + V_o\right)^2 - V_o^2} = \frac{45.83E-6 \cdot 2.625^2}{(0.25 + 5)^2 - 5^2} = 123.25[\mu F] \quad (5.88)$$

A Tabela 5.9 apresenta os valores escolhidos para a modelação do conversor, tendo em conta os resultados teóricos obtidos. Os valores escolhidos estão um pouco majorados em relação aos teóricos, porque os cálculos foram realizados assumindo um conversor ideal. Assim, permite a introdução de componentes não ideais na modelação, de forma a torna-la mais realística.

Tabela 5.9: Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor DC/DC de $5V_{SB}$

	Valor calculado	Valor escolhido
L	$45.83[\mu H]$	$46[\mu H]$
C	$123.25[\mu F]$	$640[\mu F]$
R_L	—	$1[m\Omega]$
R_C	$125[m\Omega]$	$1[m\Omega]$

5.2.2.7 Conversor responsável pelo carregamento da bateria

Com base nos parâmetros definidos na Tabela 5.4,

$$\Delta I_L = I_{L_rip} \cdot I_{nom} = 0.1 \cdot 2 = 0.2[A] \quad (5.89)$$

$$I_{L,pico} = I_{nom} + \frac{\Delta I_L}{2} = 2 + \frac{0.2}{2} = 2.1[A] \quad (5.90)$$

$$\Delta V_C = 2 \cdot V_{C_rip} \cdot V_o = 2 \cdot 0.005 \cdot 29 = 0.29[V] \quad (5.91)$$

$$D = \frac{V_o}{V_{in_max}} = \frac{29}{60} = 0.4833 \quad (5.92)$$

$$L_{min} = \frac{(V_{in_max} - V_o) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_{sw}} = \frac{(60 - 29) \cdot 0.4833}{0.2 \cdot 400E3} = 187.29[\mu H] \quad (5.93)$$

$$C_{rip_min} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot V_o \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_C} = \frac{0.2}{8 \cdot 29 \cdot 400E3 \cdot 0.29} = 215.52[nF] \quad (5.94)$$

$$ESR_{MAX} = \frac{triangle V_C}{I_{max}} = \frac{0.29}{2} = 145[m\Omega] \quad (5.95)$$

A Tabela 5.10 apresenta os valores escolhidos para a modelação do conversor, tendo em conta os resultados teóricos obtidos. Os valores escolhidos estão um pouco majorados em relação aos teóricos, porque os cálculos foram realizados assumindo um conversor ideal. Assim, permite a introdução de componentes não ideais na modelação, de forma a torna-la mais realística.

Tabela 5.10: Valores calculados e escolhidos para a modelação do conversor *DC/DC* responsável pelo carregamento da bateria

	Valor calculado	Valor escolhido
L	187.29[μH]	190[μH]
C	215.52[nF]	220[nF]
R_L	—	1[m Ω]
R_C	145[m Ω]	10[$\mu\Omega$]

5.2.3 Tensão de referência, arranque suave e sequência de arranque dos conversores *DC/DC*

Neste subcapítulo será apresentado os valores obtidos para a implementação do arranque suave a cada conversor *DC/DC*. O conceito a aplicar nestes conversores tem como base o mesmo princípio e objetivo aplicado no subcapítulo 5.1.4.5 do *PFC*.

De forma a tornar a genérico o nível de tensão de referência e de corrente contínua, vai ser adotado exatamente os mesmos valores escolhidos no *PFC*, subcapítulo 5.1.4.5.

Sendo a tensão de corrente contínua, V_{CC} , de 10V e a tensão de referência, V_{ref} , que é obtida a partir da tensão V_{CC} , com o valor de 2.5V.

A regulamentação da *Intel* impõe que os níveis de tensão presentes à saída dos conversores *DC/DC* de 12V e 5V, tanto no arranque como na operação normal, devem ser sempre iguais ou superiores ao nível de tensão de saída presente no conversor *DC/DC* de 3.3V.

A regulamentação também impõe um limite temporal máximo de 20ms para a apresentação da tensão de saída regulada mínima no arranque dos conversores *DC/DC* 12V, 5V e 3.3V.

Através do ajuste da constante de tempo RC , é possível controlar a sequência de arranque como o requisito temporal de 20ms para os conversores apresentarem a tensão de saída dentro da regulação estabelecida na Tabela 5.4.

É importante realçar novamente que este sistema de arranque suave também dissipa a energia armazenada no condensador quando a fonte de alimentação é desligada, garantindo que no próximo arranque os conversores iniciem corretamente.

Para todos os conversores vai ser usado o seguinte valor, $R_{Th} = 7500[\Omega]$, que obtido na equação 5.28, e a equação 5.25.

Com o requisito temporal de 20ms e assumindo que a constante de tempo, $\tau = RC$, atinge o seu valor final ao fim de $5 \cdot \tau$, o máximo valor possível a usar é 4ms.

5.2.3.1 Conversor de 12V

Usou-se para este conversor a constante de tempo de $\tau_{12V} = 3[ms]$

$$C_{12V} = \frac{\tau_{12V_ligado}}{R_{Th}} = \frac{0.003}{7500} = 0.4[\mu F] \quad (5.96)$$

5.2.3.2 Conversor de 5V

Usou-se para este conversor a constante de tempo de $\tau_{5V} = 3[ms]$

$$C_{5V} = \frac{\tau_{5V_ligado}}{R_{Th}} = \frac{0.003}{7500} = 0.4[\mu F] \quad (5.97)$$

5.2.3.3 Conversor de 3.3V

Usou-se para este conversor a constante de tempo de $\tau_{3.3V} = 4[ms]$

$$C_{3.3V} = \frac{\tau_{3.3V_ligado}}{R_{Th}} = \frac{0.004}{7500} = 533.33[nF] \quad (5.98)$$

5.2.3.4 Conversor de -12V

Usou-se para este conversor a constante de tempo de $\tau_{-12V} = 3[ms]$

$$C_{-12V} = \frac{\tau_{-12V_ligado}}{R_{Th}} = \frac{0.003}{7500} = 0.4[\mu F] \quad (5.99)$$

5.2.3.5 Conversor de 5V_{SB}

Usou-se para este conversor a constante de tempo de $\tau_{5V_{SB}} = 3[ms]$

$$C_{5V_{SB}} = \frac{\tau_{5V_{SB}_ligado}}{R_{Th}} = \frac{0.003}{7500} = 0.4[\mu F] \quad (5.100)$$

5.2.3.6 Conversor responsável pelo carregamento da bateria

Usou-se para este conversor a constante de tempo de $\tau_{CBat} = 1[ms]$

$$C_{CBat} = \frac{\tau_{CBat_ligado}}{R_{Th}} = \frac{0.001}{7500} = 133.33[nF] \quad (5.101)$$

5.2.4 Controlo aplicado nos conversores DC/DC

5.2.4.1 Conversor de 12V

O controlo aplicado nos conversores DC/DC, embora seja necessário para a concretização da dissertação, não é o âmbito do tema, portanto será brevemente discutido os valores obtidos.

Todos os compensadores dos conversores DC/DC foram projetados através da ferramenta PSIM, obtendo-se as funções de transferência, após várias tentativas e erro, que a seguir vão ser mostradas.

Conforme é descrito no documento ??, vai ser apresentada a função de transferência do compensador por tensão, $G_V(s)$, e corrente, $G_I(s)$, aplicados no ramo de realimentação de cada conversor *DC/DC*.

$$G_V(s) = \frac{s^2 + 5.202\text{E}4s + 6.766\text{E}8}{s^3 + 3.096\text{E}6s^2 + 1.687\text{E}11s + 2.319\text{E}15} \quad (5.102)$$

$$G_I(s) = \frac{3.414\text{E}-6s + 1}{1.005\text{E}-12s^2 + 3.732\text{E}-6s} \quad (5.103)$$

5.2.4.2 Conversor de 5V

$$G_V(s) = \frac{s^2 + 3.265\text{E}4s + 2.665\text{E}8}{s^3 + 1.198\text{E}6s^2 + 4.434\text{E}10s + 4.169\text{E}14} \quad (5.104)$$

$$G_I(s) = \frac{1.977\text{E}-6s + 1}{5.823\text{E}-13s^2 + 4.091\text{E}-6s} \quad (5.105)$$

5.2.4.3 Conversor de 3.3V

$$G_V(s) = \frac{s^2 + 3.354\text{E}4s + 2.812\text{E}8}{s^3 + 8.983\text{E}5s^2 + 3.214\text{E}10s + 2.934\text{E}14} \quad (5.106)$$

$$G_I(s) = \frac{1.977\text{E}-6s + 1}{9.705\text{E}-13s^2 + 6.816\text{E}-6s} \quad (5.107)$$

5.2.4.4 Conversor de -12V

$$G_V(s) = \frac{s^2 + 1.754\text{E}5s + 7.691\text{E}9}{s^3 + 1.786\text{E}6s^2 + 4.353\text{E}11s + 2.87\text{E}16} \quad (5.108)$$

$$G_I(s) = \frac{1.039\text{E}-5s + 1}{1.192\text{E}-10s^2 + 1.601\text{E}-4s} \quad (5.109)$$

5.2.4.5 Conversor de 5V_{SB}

$$G_V(s) = \frac{s^2 + 3.967\text{E}4s + 3.934\text{E}8}{s^3 + 1.009\text{E}6s^2 + 4.908\text{E}10s + 6.119\text{E}14} \quad (5.110)$$

$$G_I(s) = \frac{6.123\text{E}-6s + 1}{1.441\text{E}-11s^2 + 3.276\text{E}-5s} \quad (5.111)$$

5.2.4.6 Conversor responsável pelo carregamento da bateria

$$G_V(s) = \frac{s^2 + 1.381\text{E}6s + 4.767\text{E}11}{s^3 + 5.272\text{E}6s^2 + 9.206\text{E}12s + 5.329\text{E}18} \quad (5.112)$$

$$G_I(s) = \frac{1.698E-6s + 1}{8.072E-13s^2 + 2.165E-6s} \quad (5.113)$$

5.2.5 Limitação da corrente de saída nos conversores DC/DC

Através do tipo de controlo aplicado é possível limitar a corrente de saída dos conversores DC/DC. Através do sinal que é adquirido pelo sensor de corrente na bobine é possível saturar o amplificador operacional, no ramo de realimentação da corrente, para um determinado valor de máximo.

Como os amplificadores operacionais são alimentados pela tensão V_{CC} , com o valor de 10V, é ajustado o ganho do sensor de corrente na bobine de forma que apresente à sua saída o valor da tensão V_{CC} quando é atingido o valor máximo de corrente na bobine, saturando o amplificador operacional, como é apresentado na equação 5.114. Desta forma é garantido a limitação de corrente de saída do conversor, restringindo o *duty cycle*.

É evidente que a imposição de um limite de corrente na saída no conversor DC/DC, a sua tensão à saída vai baixar na presença de cargas que necessitem de potência imediatamente acima do qual foi projetado. Como consequência a regulação de tensão à saída não é cumprida conforme o estipulado.

Na presença de um curto circuito na saída do conversor este método garante um valor máximo de corrente a ser fornecida, conforme estipula o regulamento da Intel [10].

Este método foi aplicado em todos os conversores DC/DC. A seguir será apresentado o cálculo do ganho para o sensor de corrente, conforme a limitação estabelecida na Tabela 5.4.

$$V_{CC} = K_{I_sensor} \cdot I_{max} \quad (5.114)$$

5.2.5.1 Conversor de 12V

Corrente máxima imposta, $I_{max} = 26A$

$$K_{I_sensor} = \frac{V_{CC}}{I_{max}} = \frac{10}{26} = 0.3846 \quad (5.115)$$

Valor usado na simulação $K_{I_sensor} = 0.38$

5.2.5.2 Conversor de 5V

Corrente máxima imposta, $I_{max} = 15A$

$$K_{I_sensor} = \frac{V_{CC}}{I_{max}} = \frac{10}{15} = 0.67 \quad (5.116)$$

Valor usado na simulação $K_{I_sensor} = 0.65$

5.2.5.3 Conversor de 3.3V

Corrente máxima imposta, $I_{max} = 15A$

$$K_{I_sensor} = \frac{V_{CC}}{I_{max}} = \frac{10}{15} = 0.67 \quad (5.117)$$

Valor usado na simulação $K_{I_sensor} = 0.65$

5.2.5.4 Conversor de -12V

Corrente máxima imposta, $I_{max} = 1A$

$$K_{I_sensor} = \frac{V_{CC}}{I_{max}} = \frac{10}{1} = 10 \quad (5.118)$$

Valor usado na simulação $K_{I_sensor} = 10$

5.2.5.5 Conversor de 5V_{SB}

Corrente máxima imposta, $I_{max} = 4A$

$$K_{I_sensor} = \frac{V_{CC}}{I_{max}} = \frac{10}{4} = 2.5 \quad (5.119)$$

Valor usado na simulação $K_{I_sensor} = 2.5$

5.2.5.6 Conversor responsável pelo carregamento da bateria

Corrente máxima imposta, $I_{max} = 2A$

$$K_{I_sensor} = \frac{V_{CC}}{I_{max}} = \frac{10}{2} = 5 \quad (5.120)$$

Valor usado na simulação $K_{I_sensor} = 5$

5.2.6 Valores de correntes e tensões nos componentes dos conversores DC/DC

Nesta secção vão ser apresentados os valores aproximados de tensão e correntes em vários componentes constituintes em cada conversor *DC/DC*. Tendo em atenção à gama de tensão *DC* e correntes máximas e nominais que cada conversor aceita, será apresentado os valores mais importantes a ter em conta aos quais os componentes terão de suportar.

Com base no [9], adicionar os outros.

5.2.6.1 Conversor de 12V

$$I_{D_avg} = I_{o_max} \cdot (1 - D_{min}) = 26 \cdot (1 - 0.2) = 20.8[A] \quad (5.121)$$

$$V_{D_revers} = V_{in_max} = 60[V] \quad (5.122)$$

$$I_{L,pico} = I_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 26 + \frac{1.25}{2} = 26.625[A] \quad (5.123)$$

$$I_{L,avg} = I_o = 25[A] \quad (5.124)$$

$$I_{sw_max} = I_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{L,pico} = 26.625[A] \quad (5.125)$$

$$V_{sw_max} = V_{in_max} = 60[V] \quad (5.126)$$

$$I_{C_o_RMS} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{1.25}{\sqrt{12}} = 360.84[mA] \quad (5.127)$$

$$I_{C_o,pico} = V_o + \frac{\Delta V_C}{2} = 12 + \frac{1.2}{2} = 12.6[V] \quad (5.128)$$

$$I_{C_{in_RMS}} = I_{o_max} \frac{\sqrt{V_o(V_{in_min} - V_o)}}{V_{in_min}} = 26 \frac{\sqrt{12(19 - 12)}}{19} = 12.54[A] \quad (5.129)$$

O pior valor de *ripple* vai acontecer quando a tensão de entrada é dobro da saída [19]. Sendo este o único conversor onde tal vai acontecer, porque 24V está dentro da gama de tensão do barramento DC, daí

$$I_{C_{in_RMS}} = I_{o_max} \frac{\sqrt{V_o(V_{in_min} - V_o)}}{V_{in_min}} = 26 \frac{\sqrt{12(24 - 12)}}{24} = 13[A] \quad (5.130)$$

5.2.6.2 Conversor de 5V

$$I_{D_avg} = I_{o_max} \cdot (1 - D_{min}) = 15 \cdot (1 - 0.0833) = 13.75[A] \quad (5.131)$$

$$V_{D_revers} = V_{in_max} = 60[V] \quad (5.132)$$

$$I_{L,pico} = I_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 15 + \frac{1.4}{2} = 15.7[A] \quad (5.133)$$

$$I_{L,avg} = I_o = 14[A] \quad (5.134)$$

$$I_{sw_max} = I_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{L,pico} = 15.7[A] \quad (5.135)$$

$$V_{sw_max} = V_{in_max} = 60[V] \quad (5.136)$$

$$I_{C_o_RMS} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{1.4}{\sqrt{12}} = 404.14[mA] \quad (5.137)$$

$$I_{C_o,pico} = V_o + \frac{\Delta V_C}{2} = 5 + \frac{0.5}{2} = 5.25[V] \quad (5.138)$$

$$I_{C_{in_RMS}} = I_{o_max} \frac{\sqrt{V_o(V_{in_min} - V_o)}}{V_{in_min}} = 15 \frac{\sqrt{5(19-5)}}{19} = 6.60[A] \quad (5.139)$$

5.2.6.3 Conversor de 3.3V

$$I_{D_avg} = I_{o_max} \cdot (1 - D_{min}) = 15 \cdot (1 - 0.0833) = 14.17[A] \quad (5.140)$$

$$V_{D_revers} = V_{in_max} = 60[V] \quad (5.141)$$

$$I_{L,pico} = I_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 15 + \frac{1.4}{2} = 15.7[A] \quad (5.142)$$

$$I_{L,avg} = I_o = 14[A] \quad (5.143)$$

$$I_{sw_max} = I_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{L,pico} = 15.7[A] \quad (5.144)$$

$$V_{sw_max} = V_{in_max} = 60[V] \quad (5.145)$$

$$I_{C_o_RMS} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{1.4}{\sqrt{12}} = 404.14[mA] \quad (5.146)$$

$$I_{C_o,pico} = V_o + \frac{\Delta V_C}{2} = 3.3 + \frac{0.33}{2} = 3.465[V] \quad (5.147)$$

$$I_{C_{in_RMS}} = I_{o_max} \frac{\sqrt{V_o(V_{in_min} - V_o)}}{V_{in_min}} = 15 \frac{\sqrt{3.3(19-3.3)}}{19} = 5.68[A] \quad (5.148)$$

5.2.6.4 Conversor de -12V

$$I_{D_avg} = I_{o_max} = 1[A] \quad (5.149)$$

$$I_{L,avg} = \frac{I_o}{1-D} = \frac{0.5}{1-0.1667} = 2.99[A] \quad (5.150)$$

$$I_{L,RMS} = \frac{I_{o_max}}{1-D} \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{I_{L_rip}^2}{12}\right)} = \frac{1}{1-0.1667} \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{0.2^2}{12}\right)} = 0.346[A] \quad (5.151)$$

$$I_{sw_RMS} = I_{L,RMS} = 0.346[A] \quad (5.152)$$

5.2.6.5 Conversor de 5V_{SB}

$$I_{D_avg} = I_{o_max} \cdot (1 - D_{min}) = 4 \cdot (1 - 0.0833) = 3.66[A] \quad (5.153)$$

$$V_{D_revers} = V_{in_max} = 60[V] \quad (5.154)$$

$$I_{L,pico} = I_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 4 + \frac{0.25}{2} = 4.125[A] \quad (5.155)$$

$$I_{L,avg} = I_o = 2[A] \quad (5.156)$$

$$I_{sw_max} = I_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{L,pico} = 4.125[A] \quad (5.157)$$

$$V_{sw_max} = V_{in_max} = 60[V] \quad (5.158)$$

$$I_{C_o_RMS} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{0.25}{\sqrt{12}} = 72.16[mA] \quad (5.159)$$

$$I_{C_o,pico} = V_o + \frac{\Delta V_C}{2} = 5 + \frac{0.5}{2} = 5.25[V] \quad (5.160)$$

$$I_{C_{in_RMS}} = I_{o_max} \frac{\sqrt{V_o(V_{in_min} - V_o)}}{V_{in_min}} = 4 \frac{\sqrt{5(19-5)}}{19} = 1.76[A] \quad (5.161)$$

5.2.6.6 Conversor responsável pelo carregamento da bateria

$$I_{D_avg} = I_{o_max} \cdot \left(1 - \frac{V_{Bat_corte}}{V_{in_max}}\right) = 2 \cdot \left(1 - \frac{20}{60}\right) = 1.33[A] \quad (5.162)$$

$$V_{D_revers} = V_{in_max} = 60[V] \quad (5.163)$$

$$I_{L,pico} = I_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 2 + \frac{0.2}{2} = 2.1[A] \quad (5.164)$$

$$I_{L,avg} = I_o = 2[A] \quad (5.165)$$

$$I_{sw_max} = I_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{L,pico} = 2.1[A] \quad (5.166)$$

$$V_{sw_max} = V_{in_max} = 60[V] \quad (5.167)$$

$$I_{C_o_RMS} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{0.2}{\sqrt{12}} = 57.74[mA] \quad (5.168)$$

$$I_{C_o,pico} = V_o + \frac{\Delta V_C}{2} = 29 + \frac{0.29}{2} = [V] \quad (5.169)$$

$$I_{C_{in_RMS}} = I_{o_max} \frac{\sqrt{V_o(V_{in_min} - V_o)}}{V_{in_min}} = 2 \frac{\sqrt{20(30 - 20)}}{30} = 942.91[mA] \quad (5.170)$$

5.2.7 Operação do conversor responsável pelo carregamento da bateria

Essencialmente o processo de carregamento de uma bateria pode ser feito aplicando dois modos, inicialmente o carregamento é feito com corrente constante, terminando com aplicação de uma tensão constante [6]. A Figura 5.19 apresenta como exemplo o perfil de carregamento de uma bateria de íões de lítio, onde é aplicados os dois modos no processo.

De forma a conceber um carregador que seja capaz de desempenhar o processo de carregamento mencionado anteriormente, os dois modos vão ser realizados da seguinte forma:

- Modo 1: mantém a corrente constante até que seja atingido nos terminais da bateria a tensão de carregamento $V_{Bat_carregamento}$, que segundo a equação 5.3 é 29.2V, passando de seguida para o Modo 2;
- Modo 2: mantém constante a tensão $V_{Bat_carregamento}$, até que a corrente de saída seja praticamente nula. Terminando assim o processo de carregamento.

Para criar um modelo elétrico da bateria, a partir da tecnologia de armazenamento de energia escolhida, com o objetivo de simular o seu comportamento, é preciso obter a partir de um modelo físico vários parâmetros, que somente são obtidos com a realização de várias experiências de carga e descarga, o que não foi possível. Assim, de uma forma muito simplista, vai ser usado um condensador ideal para efeitos de simulação e manter este modo de carregamento sem adição de funcionalidades, como por exemplo, desligar o conversor quando a corrente de saída atinge um valor mínimo.

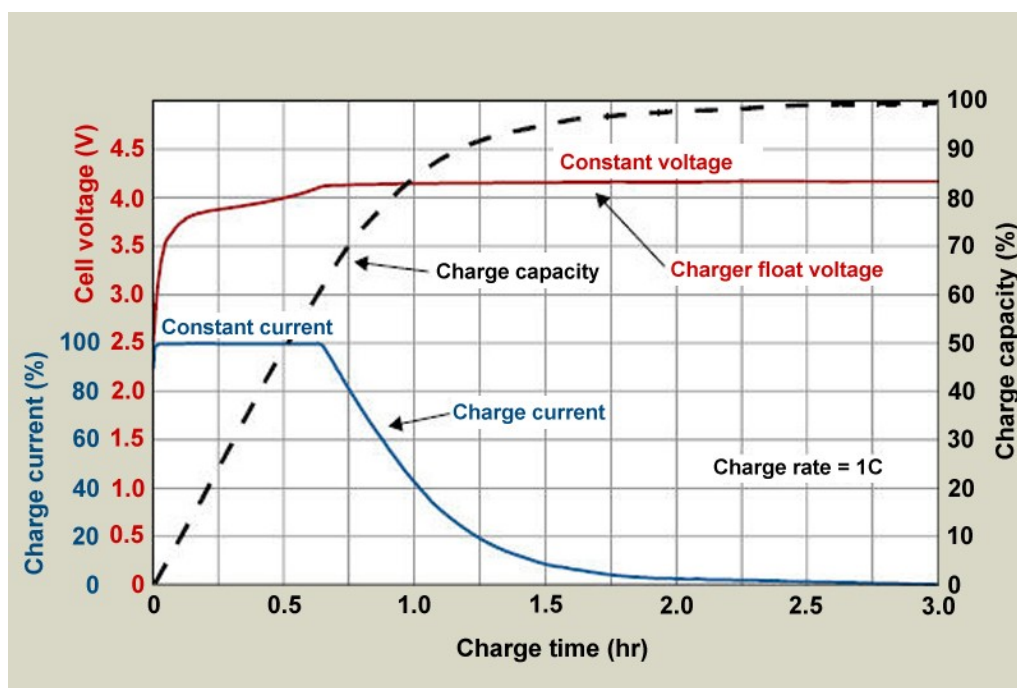


Figura 5.19: Perfil de carregamento de uma bateria de íões de lítio. [6]

5.2.7.1 Operação do carregador com a bateria desconectada do barramento DC

Segundo a topologia do *Buck* a tensão de entrada tem que ser superior à de saída, se tal não acontecer e o transistor for acionado vai haver circulação de corrente no sentido inverso, isto é, da saída para a entrada.

Portanto, de forma a impedir que esta situação aconteça no carregamento da bateria, criou-se um circuito de segurança que avalia a tensão no barramento DC, e se esta superior a 30V então o carregamento vai ser iniciado.

———— Caso a situação não se verifique, além do arranque do conversor não ser iniciado, por segurança, foi adicionado um relé que desconecta a bateria do carregador. Assim impedindo que a corrente circule em direção ao barramento através do conversor.

A forma adotada para o implementação desta função é através de um comparador configurado para verificar se o nível de tensão no barramento obedece ao critério, e se tal obedecer é iniciado o arranque suave do conversor, isto é, deixando a tensão de referência, V_{ref} , conectar-se ao sistema de compensação do conversor. Pode-se observar esta implementação na Figura 5.20.

Como a tensão no barramento DC que queremos comparar é superior à tensão V_{CC} é necessário criar uma razão de transformação, aplicando um divisor resistivo. Escolheu-se o nível tensão de comparação de 2.5V.

Utilizando o mesmo princípio usado no subcapítulo 5.1.4.5, para a criação da tensão e referência, com base na Figura 5.5 e escolhendo o valor de 110K para R_1 , R_2 terá o valor de,

$$R_2 = \frac{-2.5 \cdot 110E3}{2.5 - 30} = 10[K\Omega] \quad (5.171)$$

A geração dos 2.5 a partir de V_{CC} já foi calculado no subcapítulo 5.1.4.5.

Para controlar o arranque do conversor, inseriu-se um transistor no circuito que faz o arranque suave do conversor. Como é mostrado na Figura 5.20 o transistor está em paralelo com a resistência onde é criada a tensão V_{ref} , permitindo modificar a tensão de referência imposta ao circuito do compensador. Assim, se o transistor estiver ligado vai descarregar o condensador e impor 0V como tensão de referência para o compensador fazendo com que o conversor não entre em trabalho. Se estiver desligado, é iniciado o arranque suave do conversor, começando a carregar a bateria.

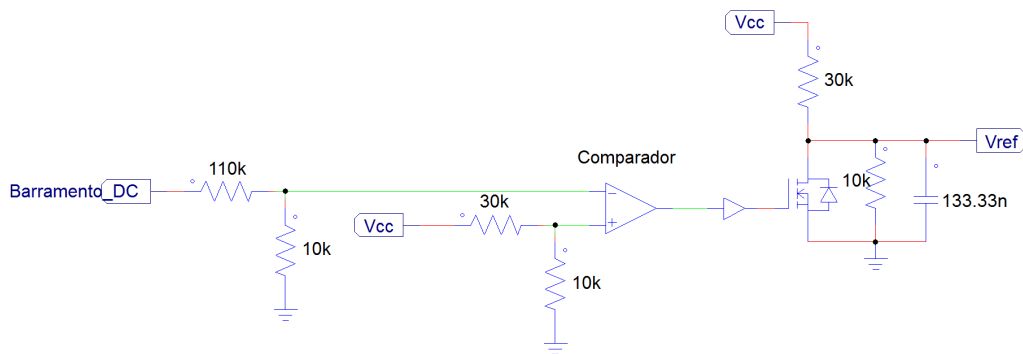


Figura 5.20: Circuito que controla o arranque do conversor responsável pelo carregamento da bateria consoante a tensão no barramento DC.

5.2.7.2 Controlo do arranque da fonte a partir da bateria

De forma a permitir que a fonte de alimentação possa arrancar e operar a partir da bateria é necessário um circuito que controle o arranque de forma a não expor componentes a situações críticas.

Esse circuito de controlo do arranque da fonte, inicialmente avalia a diferença de tensão entre o barramento e a bateria. Se essa diferença for grande, o circuito de controlo inicia o carregamento do barramento de forma controlada, isto é, limitando a corrente de carregamento. Quando a diferença de tensão entre a bateria e o barramento for mínima, de forma a não criar um pico de corrente que possa danificar componentes como por exemplo o diodo em série com a bateria ou os condensadores do barramento, é ligada a bateria diretamente ao barramento, sendo então iniciado o arranque dos conversores DC/DC.

Foi adicionado o circuito que controla o arranque da bateria, tanto no arranque como no funcionamento normal da fonte de alimentação.

5.2.7.3 Operação do carregador com a bateria conectada ao barramento DC

Tendo em conta a situação da bateria estar a suportar a operação da fonte e a rede AC voltar ao seu estado de operação normal, o *PFC* volta a carregar o barramento até chegar à sua tensão nominal de 50V. Até o barramento atingir a sua tensão nominal a bateria continua diretamente conectada ao barramento, isto é, o relé continua fechado. Durante esse estado a tensão do barramento é superior à da bateria sendo necessário impedir que a corrente circule diretamente para a bateria podendo causar danos graves. Para solucionar esse problema inseriu-se um diodo em série com a bateria como forma de prevenção, como se pode observar na Figura 6.1.

5.2.7.4 Suavização da forma de onda da corrente de carregamento da bateria

A corrente de saída do conversor é de certa forma pulsante, como forma de suavização para a tornar o mais constante possível, podendo melhorar o carregamento da bateria, adicionou-se em série com o carregador uma bobine com a sua resistência em DC.

A corrente de saída do conversor é de certa forma pulsante, sendo exatamente igual à forma de onda da corrente na bobine do conversor, como forma de suavização para a tornar mais constante adicionou-se um filtro em série com o carregador, podendo melhorar o carregamento da bateria.

Esse filtro consiste numa bobine com a sua resistência parasita, formando um filtro passa baixo LC.

Como foi mencionado anteriormente, para efeito de simulação da bateria usou-se um condensador ideal. Atribuiu-se $2F$ para o valor de capacidade do condensador.

A frequência de ressonância composta pelo filtro LC é,

$$f_{ressonancia} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10E-6 \cdot 2}} = 35.59[Hz] \quad (5.172)$$

Como a frequência de ressonância é muito inferior em relação à frequência de comutação, mais de 1000 vezes, a componente alternada da corrente é fortemente atenuada, deixando muito mais suave a forma de onda da corrente que vai carregar a bateria. É possível visualizar na Figura 5.21 que a atenuação chega a ser mais de 100 vezes.

É possível visualizar na Figura 5.21 que na imagem de cima a ondulação da corrente é na ordem das centenas de miliampere, e na imagem de baixo, com a implementação do filtro, a ondulação já na ordem das unidades de miliampere. A atenuação chega a ser mais de 100 vezes.

5.2.8 Apresentação de resultados

Neste subcapítulo serão apresentados os resultados de teste aplicados aos conversores de forma a validar a sua conceção segundo os requisitos definidos. Devido à sua extensão, as figuras que contêm os resultados para a validação dos conversores DC/DC estão no anexo A.

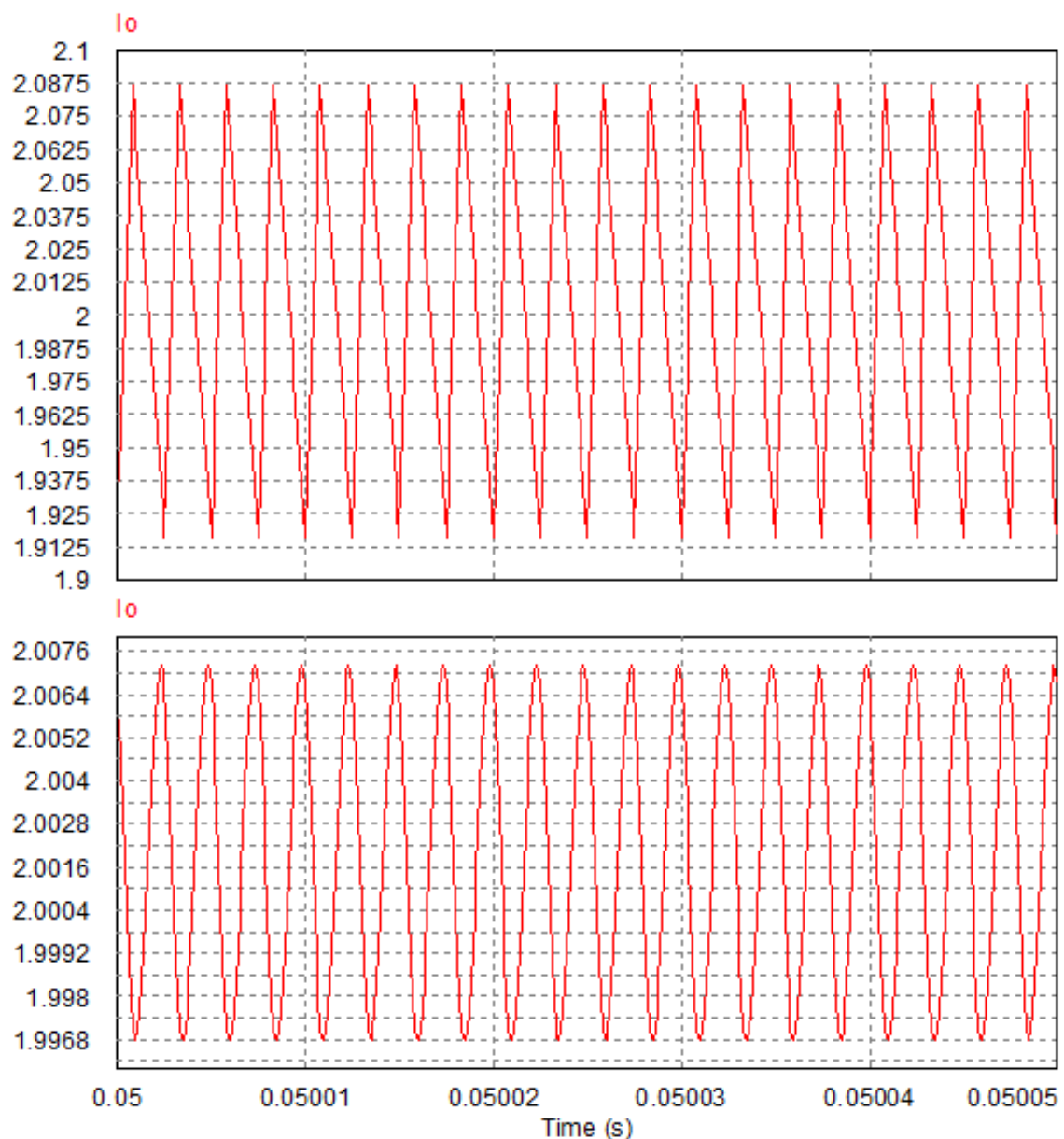


Figura 5.21: Forma de onda da corrente de saída do carregador. Imagem de cima é sem a implementação do filtro e a de baixo com a implementação.

5.2.8.1 Transição de carga, com ou sem adição de carga capacitiva

O regulamento da *Intel* [10], recomenda que sejam realizados testes com carga capacitiva e com transição de carga. Nesses testes a tensão de saída do conversor deve ser mantida dentro dos limites da gama de tensão regulada definida na Tabela 5.4.

A repetição de transição de carga deve ser feita desde os 50Hz até aos 10KHz.

Os conversores *DC/DC* devem ser capazes de no seu arranque carregar a carga capacitiva, cumprindo o requisito temporal de 20ms assim como a tensão de saída deve manter-se dentro dos limites da gama de tensão regulada definida na Tabela 5.4. A Tabela 5.11 apresenta o valor de

cada carga capacitiva a aplicar no seu respetivo conversor.

Tabela 5.11: Carga capacitiva a aplicar nos testes dos conversores *DC/DC* [10]

Conversor	Carga capacitiva (<i>mF</i>)
12V	10
5V	10
3.3V	10
-12V	0.33
5V_{SB}	10

Com base no degrau estabelecido no regulamento da *Intel* [10] para a transição de potência, definiu-se que nos testes será aplicado um degrau de 80% da corrente nominal definida na Tabela 5.4, porque a soma da potência fornecida de cada conversor corresponde aproximadamente à potência máxima contínua estabelecida, de 350W, conforme é apresentado na Tabela 4.2 do capítulo 4. O degrau definido vai ser aplicado a todos os conversores *DC/DC* (12V, 5V, 3.3V, -12V e 5V_{SB}), que fará a transição entre 0% e 80% da corrente nominal, produzindo um total de 347.76W a 80% da corrente nominal.

No teste de transição de carga é assumido que cada conversor se encontra no seu regime permanente antes de se aplicar a perturbação. Dentro da janela temporal de cada figura os primeiros 2ms representam o conversor em regime permanente e o tempo restante apresenta o perfil de resposta do conversor consoante a configuração da transição de carga aplicada.

No anexo A, a Figura A.3 mostra o resultado da regulação da tensão de saída de cada conversor *DC/DC* com a transição de carga, de 0% para 80% da corrente nominal, à frequência de repetição de 10KHz, com a respetiva carga capacitiva definida na Tabela 5.11, e com a tensão de entrada de 60V. O resultado apresentado na Figura A.4 é baseado na mesma configuração, à exceção da adição de carga capacitiva.

Em ambas as figuras, a tensão de saída de cada conversor encontra-se dentro dos níveis de regulação definida na Tabela 5.4.

A Figura A.5 mostra o resultado da regulação da tensão de saída de cada conversor *DC/DC* com a transição de carga, de 0% para 80% da corrente nominal, à frequência de repetição de 50Hz, com a respetiva carga capacitiva definida na Tabela 5.11, e com a tensão de entrada de 60V. O resultado apresentado na Figura A.6 é baseado na mesma configuração, à exceção da adição de carga capacitiva.

Nas Figuras A.5 e A.6 a tensão de saída de cada conversor está em conformidade com a regulação definida na Tabela 5.4.

Pode-se notar o efeito que a carga capacitiva provoca no tempo de resposta do sistema de controlo ao regular a tensão, notando-se um atraso na correção do *duty cycle*.

A Figura A.7 e A.8 apresentam o resultado da regulação da tensão de saída de cada conversor *DC/DC* com e sem carga capacitiva, respetivamente, com a tensão de entrada de cada conversor a variar entre 19V e 60V à frequência de 20Hz, conforme a gama definida na Tabela 5.4. À saída

de cada conversor é aplicada uma transição de carga, de 0% para 80% da corrente nominal, à frequência de repetição de 10KHz.

É possível observar que os conversores conseguem manter a tensão de saída dentro dos limites estabelecidos mesmo com a sua tensão de entrada a variar.

5.2.8.2 Máximo ruído na tensão de saída

Como os equipamentos cada vez têm componentes mais sensíveis, é necessário a sua tensão de alimentação apresente o mínimo ruído possível.

O regulamento da *Intel* [10], impõe um valor máximo de ruído nos vários níveis de tensão de saída em regime permanente. A Tabela 5.12 apresenta o valor máximo, em mV pico-a-pico, de ruído para cada conversor.

Tabela 5.12: Máximo ruído em regime permanente nos conversores DC/DC [10]

Conversor	Máximo ruído(mV $p - p$)
12V	120
5V	50
3.3V	50
-12V	120
5V _{SB}	50

A Figura A.9 e A.10 apresentam o ruído medido nos vários conversores DC/DC, à 10% e 100% em relação à corrente nominal, respetivamente. Em ambas imagens o ruído na tensão de saída de cada conversor encontra-se dentro dos limites estabelecidos na Tabela 5.12.

5.2.8.3 Arranque suave, sequência de arranque e cumprimento do requisito temporal

Na Figura A.1 e A.2 apresentam o perfil da tensão, parte de cima, e da corrente, parte de baixo.

Nas duas imagens a configuração do teste é a mesma, à exceção da tensão de entrada nos conversores, na Figura A.1 a tensão de entrada é de 19V e na Figura A.2 a tensão de entrada é de 60V. Após 20ms do arranque de cada conversor DC/DC é iniciada transição de carga entre 0% e 80% à frequência de repetição de 10KHz. A carga capacitiva respetiva a cada conversor também está incluída.

Dentro da janela temporal das duas imagens, os primeiros 20ms representam o arranque suave dos conversores. Podemos constatar que a tensão de saída de cada conversor, como a sua corrente, é bem controlada no arranque, não gerando situações indesejadas, e que cumpre a apresentação da tensão mínima dentro dos limites ao fim dos 20ms conforme o requisito imposto pela *Intel* [10].

Em ambas imagens é mostrado que a sequência de arranque que *Intel* [10] requer nas tensões de saída de 12V, 5V e 3.3V é cumprido, isto é, as tensões de saída de 12V e 5V são sempre iguais ou superiores a tensão de 3.3V tanto no arranque como ao longo do seu funcionamento normal.

5.2.8.4 Arranque sem carga

Pode-se visualizar na Figura A.11 o arranque dos conversores sem carga aplicada. Mesmo sem carga, cada conversor apresenta a tensão à saída dentro dos limites estabelecidos, conforme requisitado pela regulamentação da *Intel* [10]

5.2.8.5 Limitação da corrente de saída

Conforme a regulamentação da *Intel* [10], é necessário que a corrente de saída de cada conversor seja limitada. A Figura A.12 apresenta, na parte de baixo, a limitação da corrente consoante o estabelecido na Tabela 5.4 e a tensão, parte de cima, à saída dos conversores.

Como seria de esperar, com a limitação da corrente, numa situação de sobrecarga a tensão de saída pode sair do seu limite de regulação estabelecido, conforme a situação de sobrecarga. Na Figura A.12 todos os conversores têm o seu nível de tensão fora da regulação estabelecida.

5.2.8.6 Carregador da bateria

Está apresentado na Figura A.13 uma simulação de um carregamento. O condensador encontra-se inicialmente inicializado com a tensão $V_{Bat_carregamento}$ de 20.

Para se perceber melhor os dois modos de carregamento, adicionou-se uma resistência em série com o condensador ideal. Inicialmente a corrente é mantida constante até que a tensão saída do conversor atingir $V_{Bat_carregamento}$, 29V, de seguida a corrente diminui enquanto a tensão de saída do conversor é mantida constante, mostrando o segundo modo de carregamento. O objetivo da resistência em série é para no segundo modo de carregamento se poder visualizar a corrente a diminuir enquanto a tensão é mantida. Definiu-se o valor de 0.2Ω para a resistência.

Pode-se visualizar o resultado da simulação na Figura A.13.

5.2.9 Resumo ou Conclusões

Conforme a regulamentação da *Intel* [10], consegui-se implementar com sucesso um sistema de arranque suave para todos os conversores *DC/DC* através de uma constante de tempo *RC* que, permitiu, além de suavizar a inicialização de cada conversor, controlar a sequência de arranque dos níveis de tensão de 12V, 5V e 3.3V, garantindo que os níveis de tensão 12V e 5V sejam sempre superiores ao de 3.3V.

Tendo em conta a regulamentação foi adicionado a limitação de corrente em todos os conversores *DC/DC* foi conseguida, garantindo de certa forma condições seguras para a operação normal.

Conseguiu-se cumprir os seguintes requisitos da regulamentação da *Intel* [10]

- tensão regulada com ou sem carga capacitiva
- tensão regulada na transição de carga, com ou sem carga capacitiva
- arranque com carga capacitiva

- tempo de arranque cumprido
- sequência de arranque
- ruído na tensão dos conversores
- Limitação de corrente
- tensão regulada sem carga na saída

Existe claramente um compromisso entre o valor de indutância e o *ripple* de corrente na bobine, ou seja, quanto maior o *ripple* menor o valor da indutância. Além deste compromisso existe outro que relaciona o *ripple* da corrente com o domínio da tensão na resistência *ESR* na variação de tensão do condensador, querendo isto dizer que quanto maior o *ripple* de corrente maior é o domínio da tensão na resistência *ESR* dificultando a regulação. Estes compromissos foram avaliados, dando mais importância ao efeito da resistência *ESR* por causa da regulação apertada na tensão de saída dos conversores que *Intel* impõe.

Capítulo 6

Simulação da fonte de alimentação não interruptível para *PCs*

Com os subsistemas criados no capítulo 5, isto é, *PFC* e conversores *DC/DC*, neste capítulo vai-se juntar todos esse sistemas e criar o sistema que será a solução para o tema da dissertação.

6.1 Sistema completo

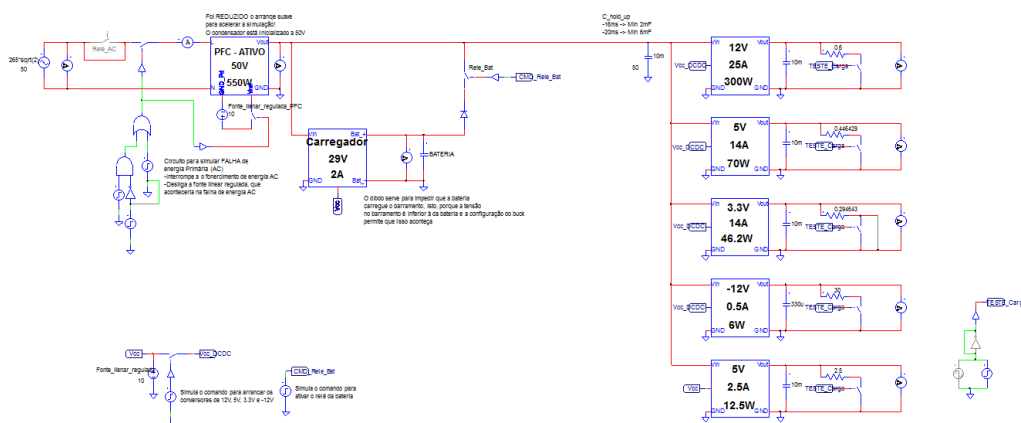


Figura 6.1: Sistema completo da fonte de alimentação não interruptível para *PCs*.

6.2 Implementações adicionais

- Input Over Current Protection - Aplicação de um fusível
- Condensador de Hol-Up deve conseguir aguentar com a maior corrente RMS de entrada dos conversores *DC/DC*.

- Arranque da fonte através da baterias! Onde está o circuito que protege o díodo para posterior arranque???

-

6.2.1 Apresentação de resultados

- Arranque o funcionamento normal
- Falha de energia AC e a bateria entrar em ação
- Arranque a partir da bateria
- Arranque da fonte através da baterias! Onde está o circuito que protege o díodo para posterior arranque???

-

6.3 Resumo ou Conclusões

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho Futuro

7.1 Satisfação dos Objetivos

- Foi possível cumprir com a norma IEC/EN 61000-3-2, class D a respeito da injeção de harmônicos na rede.
- É possível obter correção do fator de potência superior a 0.90
- Foi possível implementar vários critérios da regulamentação da *Intel*
- Conseguiu-se cumprir os objetivos propostos.

7.2 Trabalho Futuro

- Implementar um filtro EMI;
- Adicionar a funcionalidade de a fonte de alimentação poder funcionar com ou sem a bateria conectada;
- acoplar magneticamente as duas indutâncias no SEPIC de forma a reduzir o *ripple* da corrente, reduzir o tamanho e custo, pela escolha correta da estrutura magnética. O ripple pode ser "circular" entre as duas indutâncias.
- Aproximar o modelo teórico do conversor *SEPIC* implementado no *PFC* ao modelo mais realístico. Em vez de usar um modelo ideal, aproximar esse modelo a uma mais realístico, contendo componentes parasitas e dissipativos. Adotar o mesmo método aos restantes componentes, como as bobinas, díodos condensadores, transformadores.
- Substituição do diodo por um transistor na topologia do Buck. O benefício desta troca deve-se à diminuição das perdas, porque a maioria das perdas na topologia do Buck é no diodo.

Essa troca aumenta a complexidade de controlo da comutação dos dois transístores porque não podem estar os dois ligados ao mesmo tempo, criando um curto-circuito.

- Aumentar a otimização da escolha do *ripple* de corrente na bobine de todos os conversores. Se aumentar-se o valor do *ripple* para a gama de 20% a 40% consegue-se diminuir o valor da indutância necessária mas verificar se com essa mudança é possível obter-se resultados idênticos ou melhores ao mencionados nesta dissertação. Adotando este método é possível conseguir um menor tamanho e custo da bobine.

-
-
-

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Phasellus

Anexo A

Este anexo vai conter imagens com resultados de simulações realizadas nos diversos sistemas constituintes da fonte de alimentação.

A.1 Resultados obtidos nos conversores *DC/DC*

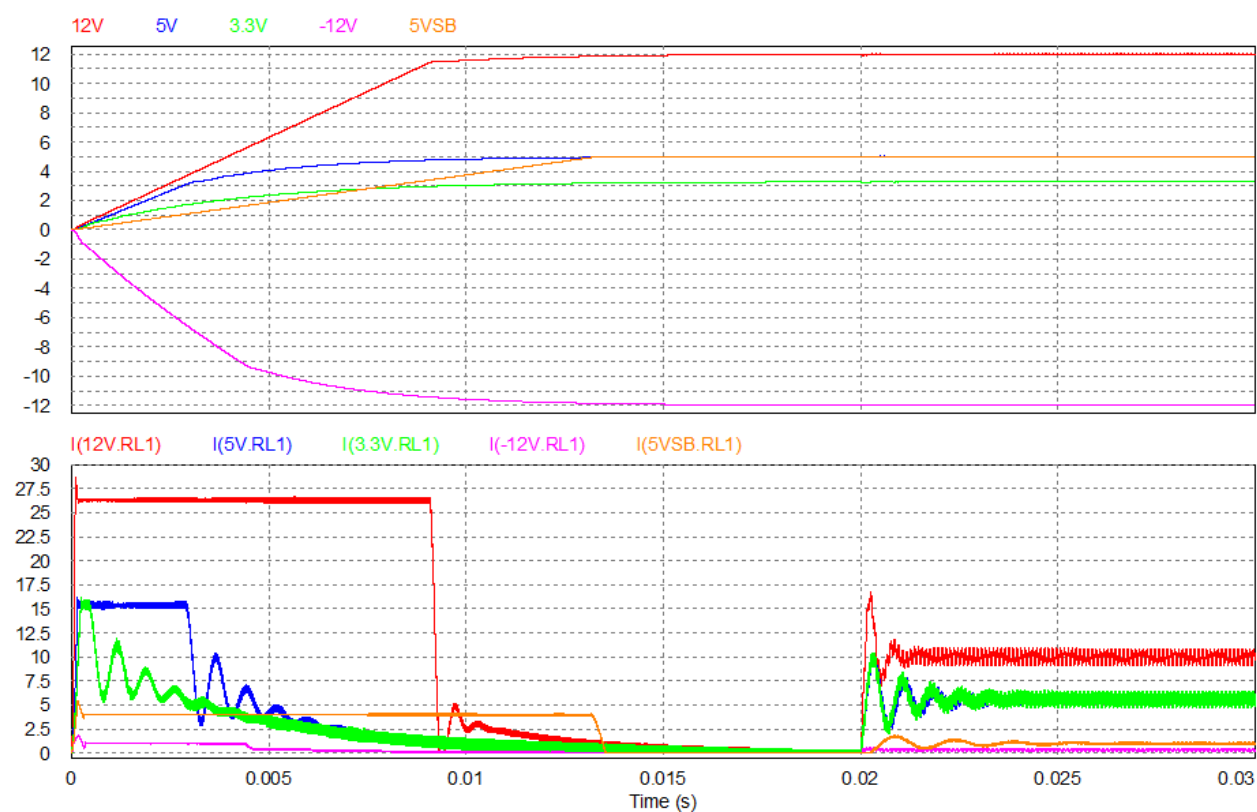


Figura A.1: Arranque suave e transição de carga entre 80% e 0% a 10KHz a partir de 20ms após o arranque nos vários conversores *DC/DC* e com tensão de entrada a 19V. Imagem de cima apresenta a tensão de saída de cada conversor. Imagem de baixo apresenta a corrente na bobine de cada conversor.

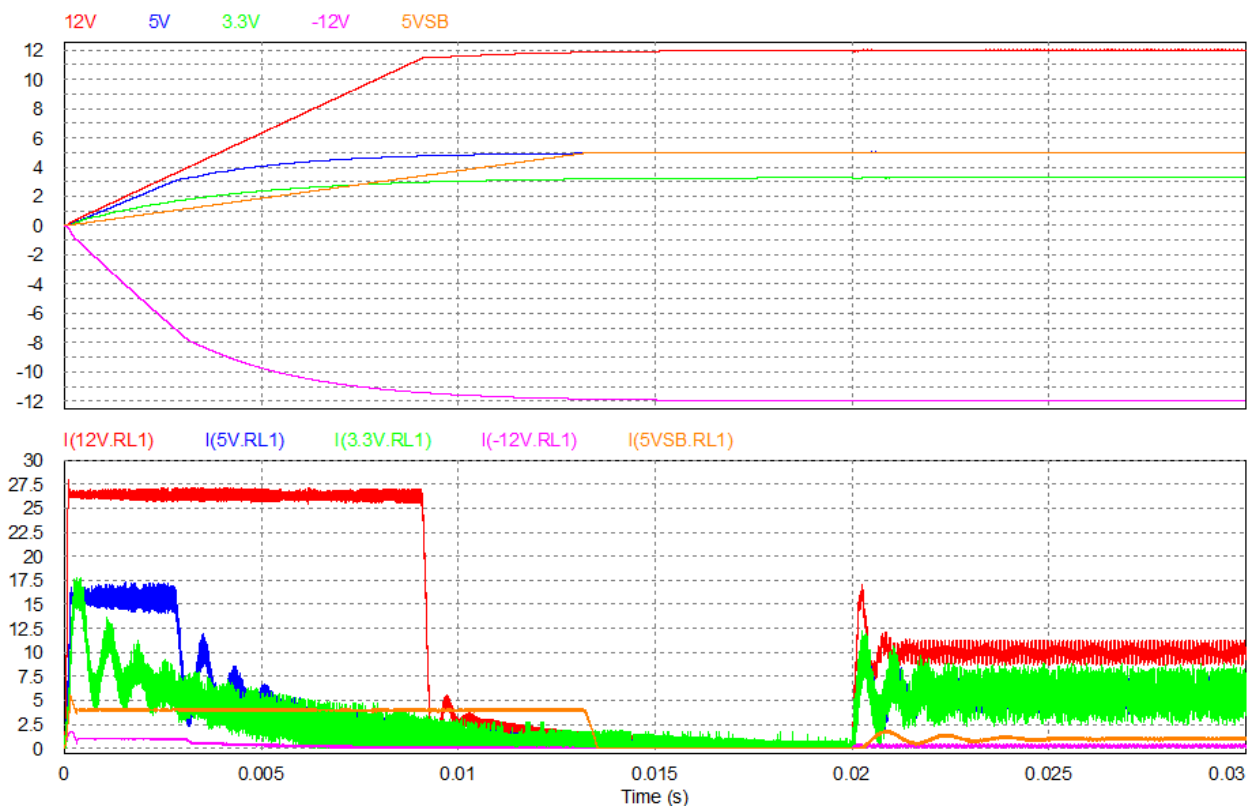


Figura A.2: Arranque suave e transição de carga entre 80% e 0% a 10KHz a partir de 20ms após o arranque nos vários conversores *DC/DC* e com tensão de entrada a 60V. Imagem de cima apresenta a tensão de saída de cada conversor. Imagem de baixo apresenta a corrente na bobine de cada conversor.

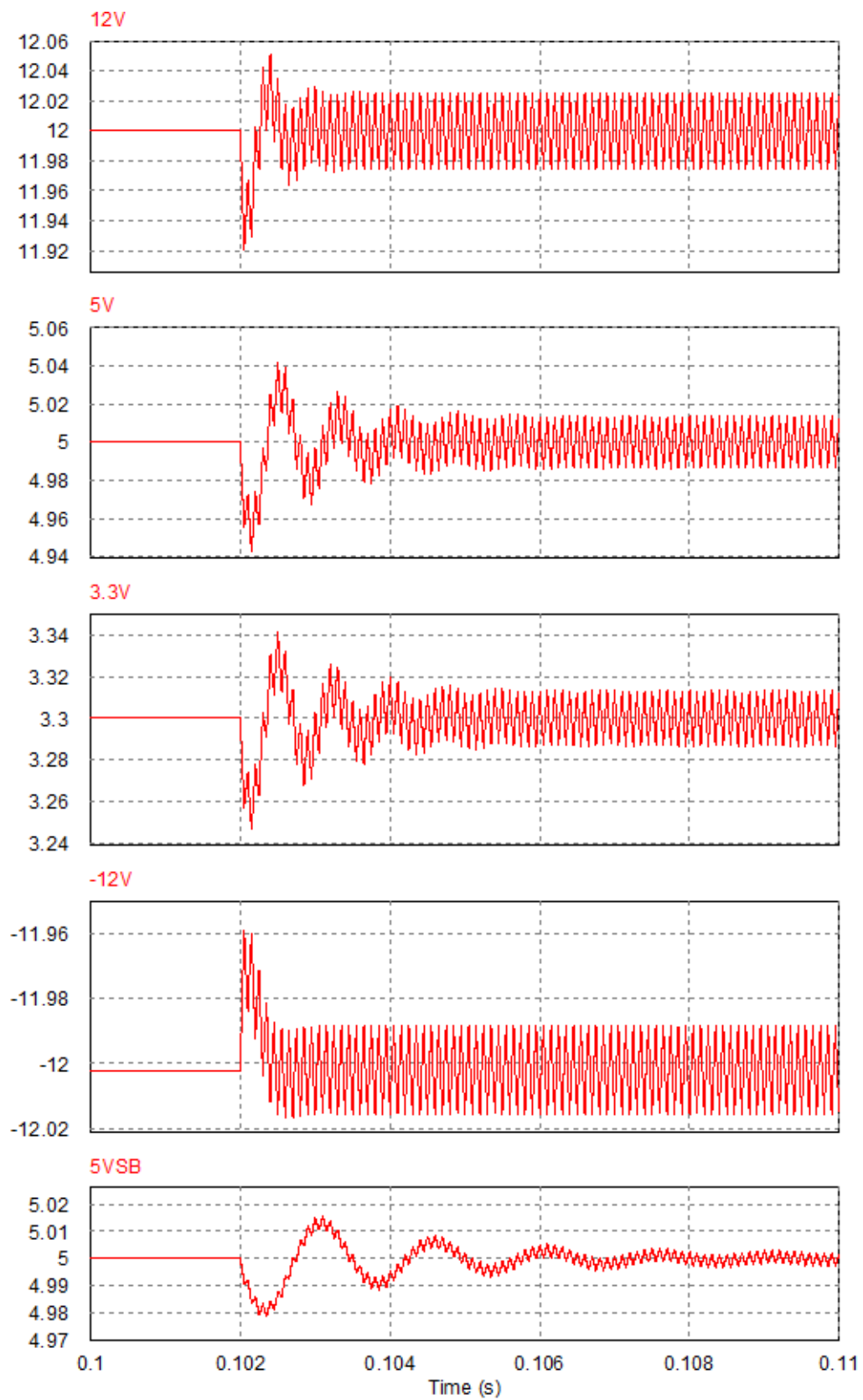


Figura A.3: Resposta de cada conversor *DC/DC* à transição de carga entre 0% e 80% a 10KHz, com adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a 60V

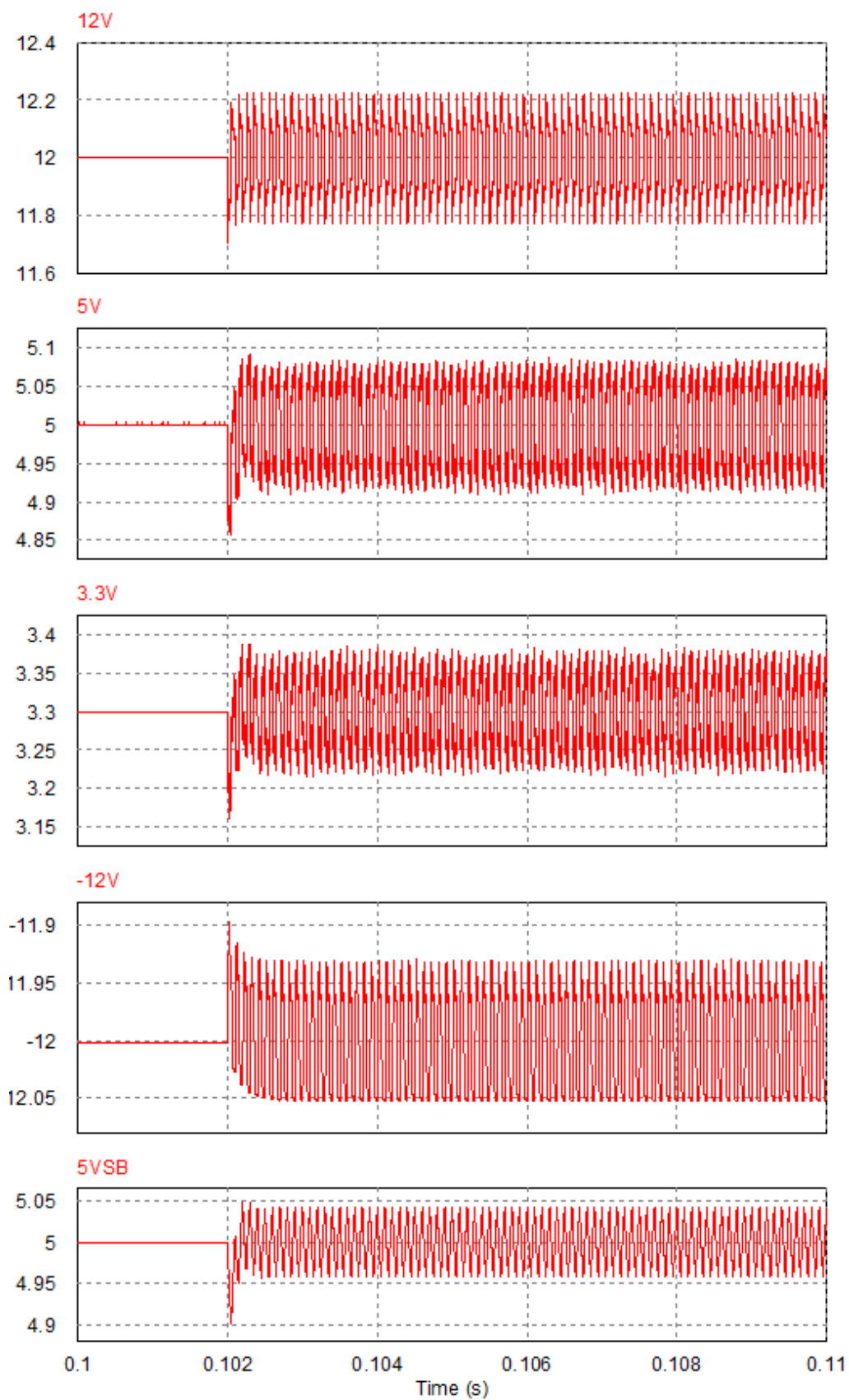


Figura A.4: Resposta de cada conversor *DC/DC* à transição de carga entre 0% e 80% a 10KHz, sem adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a 60V

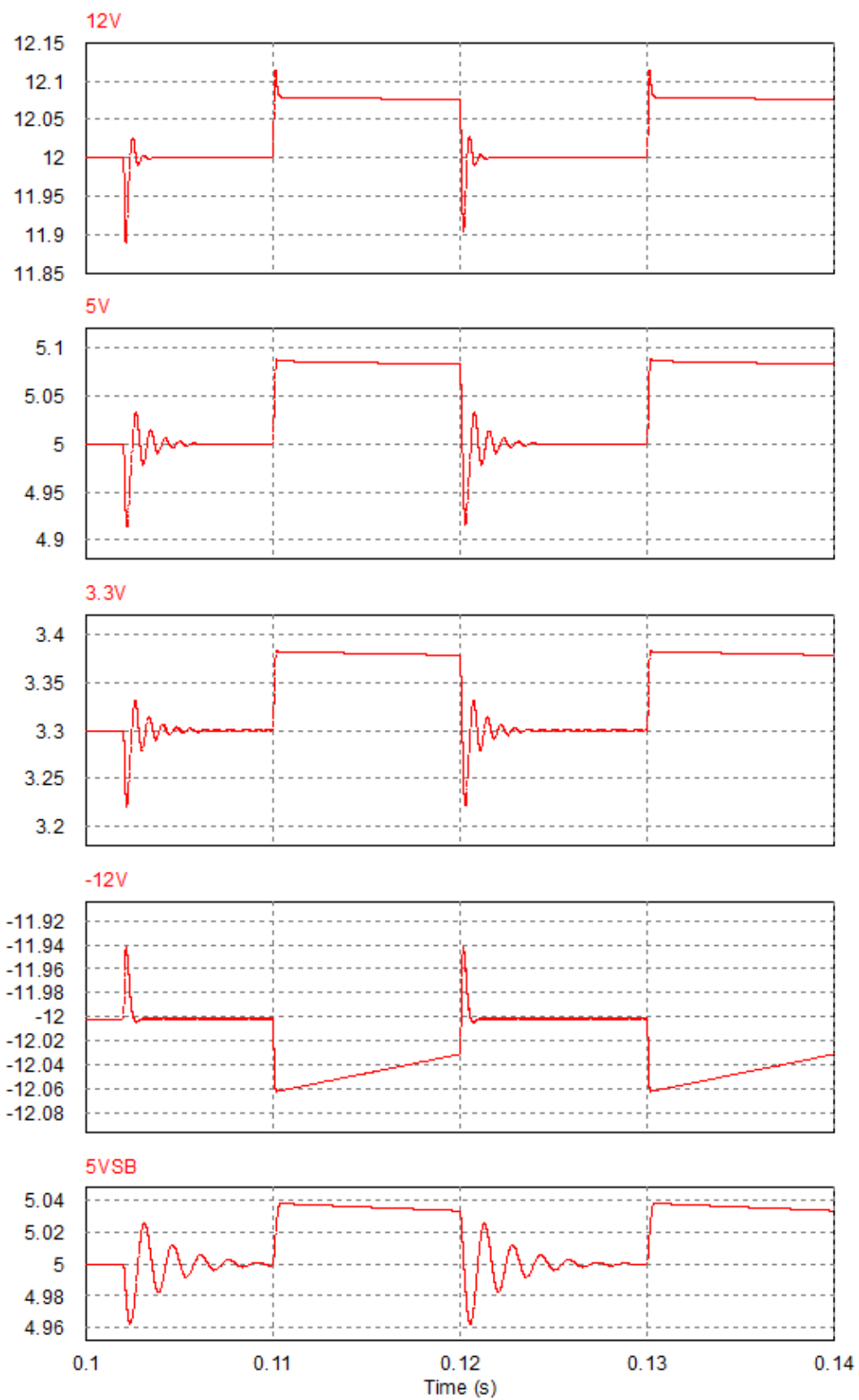


Figura A.5: Resposta de cada conversor *DC/DC* à transição de carga entre 0% e 80% a 50Hz, com adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a 60V

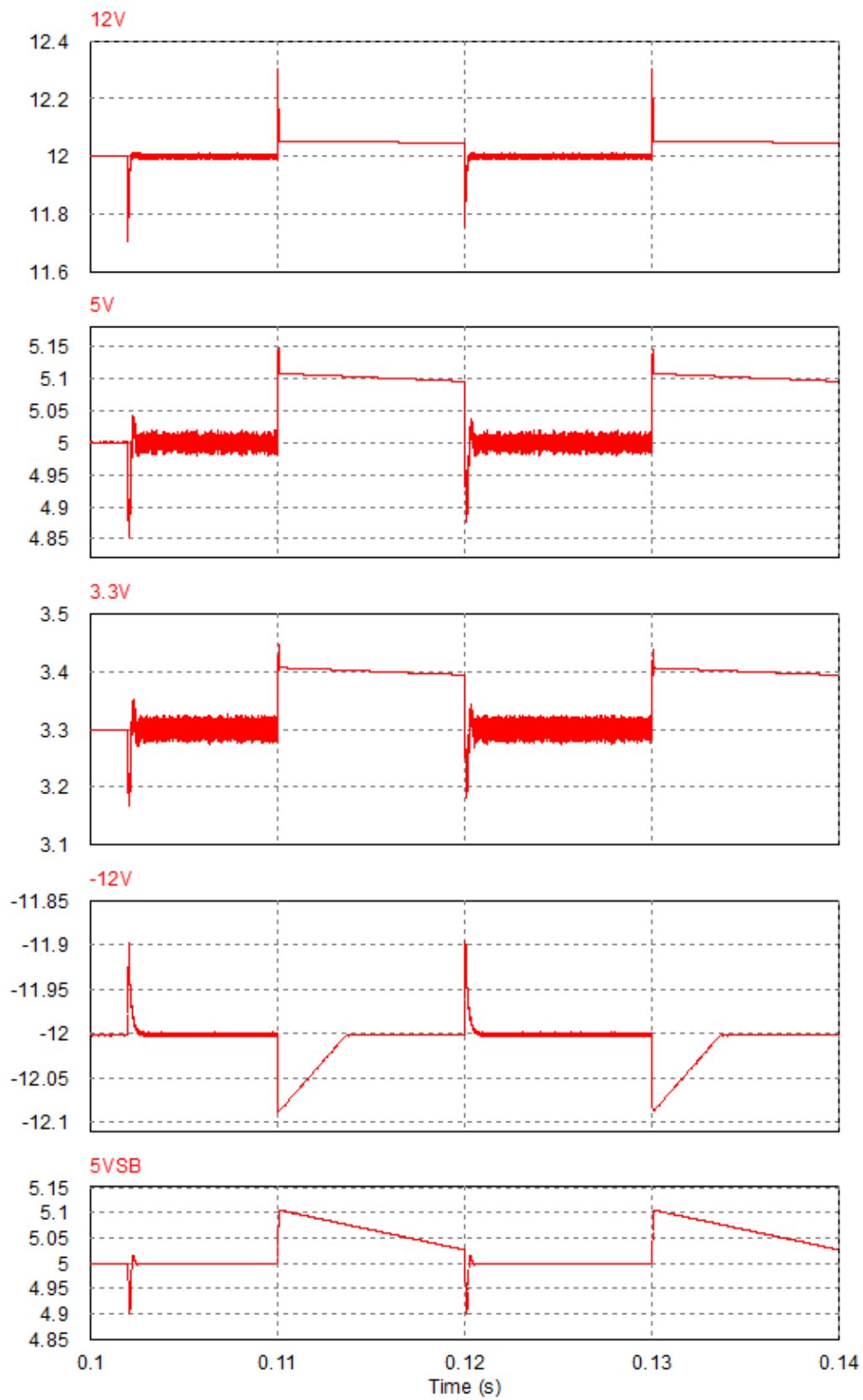


Figura A.6: Resposta de cada conversor *DC/DC* à transição de carga entre 0% e 80% a 50Hz, sem adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a 60V

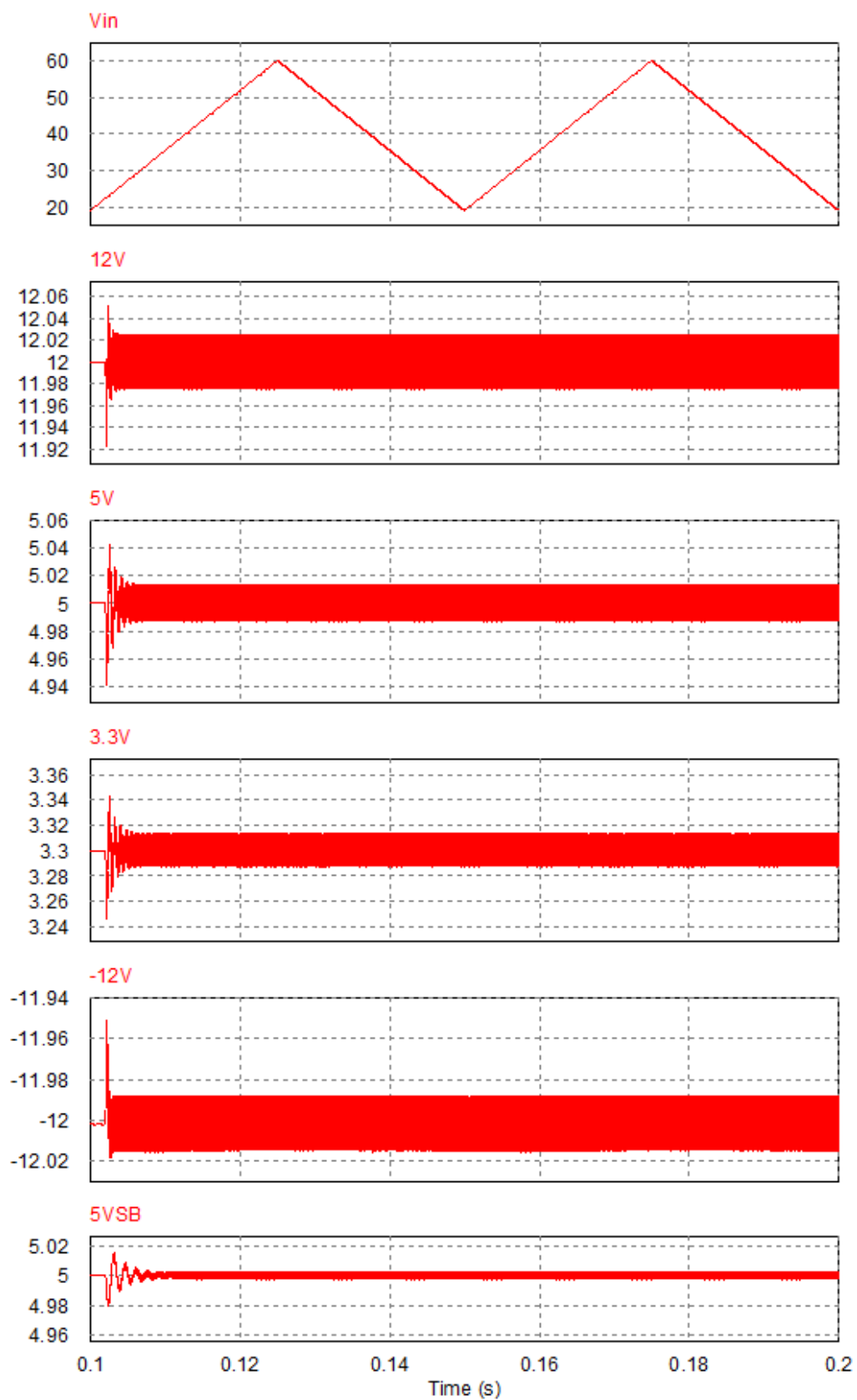


Figura A.7: Resposta de cada conversor *DC/DC* à transição de carga entre 0% e 80% a 10KHz, com adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a variar de 19V a 60V.

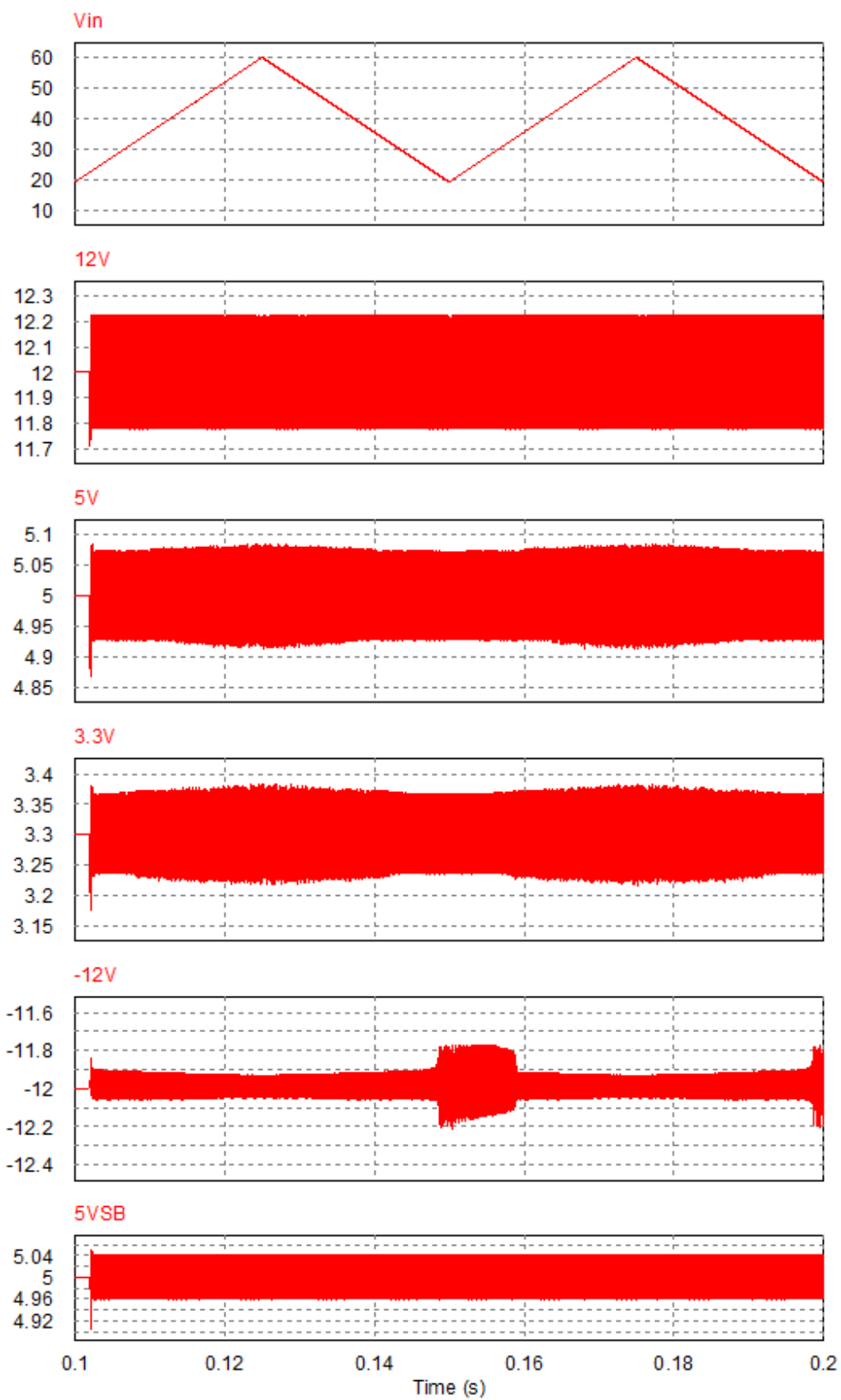


Figura A.8: Resposta de cada conversor *DC/DC* à transição de carga entre 0% e 80% a 10KHz, sem adição de carga capacitiva e com tensão de entrada a variar de 19V a 60V.

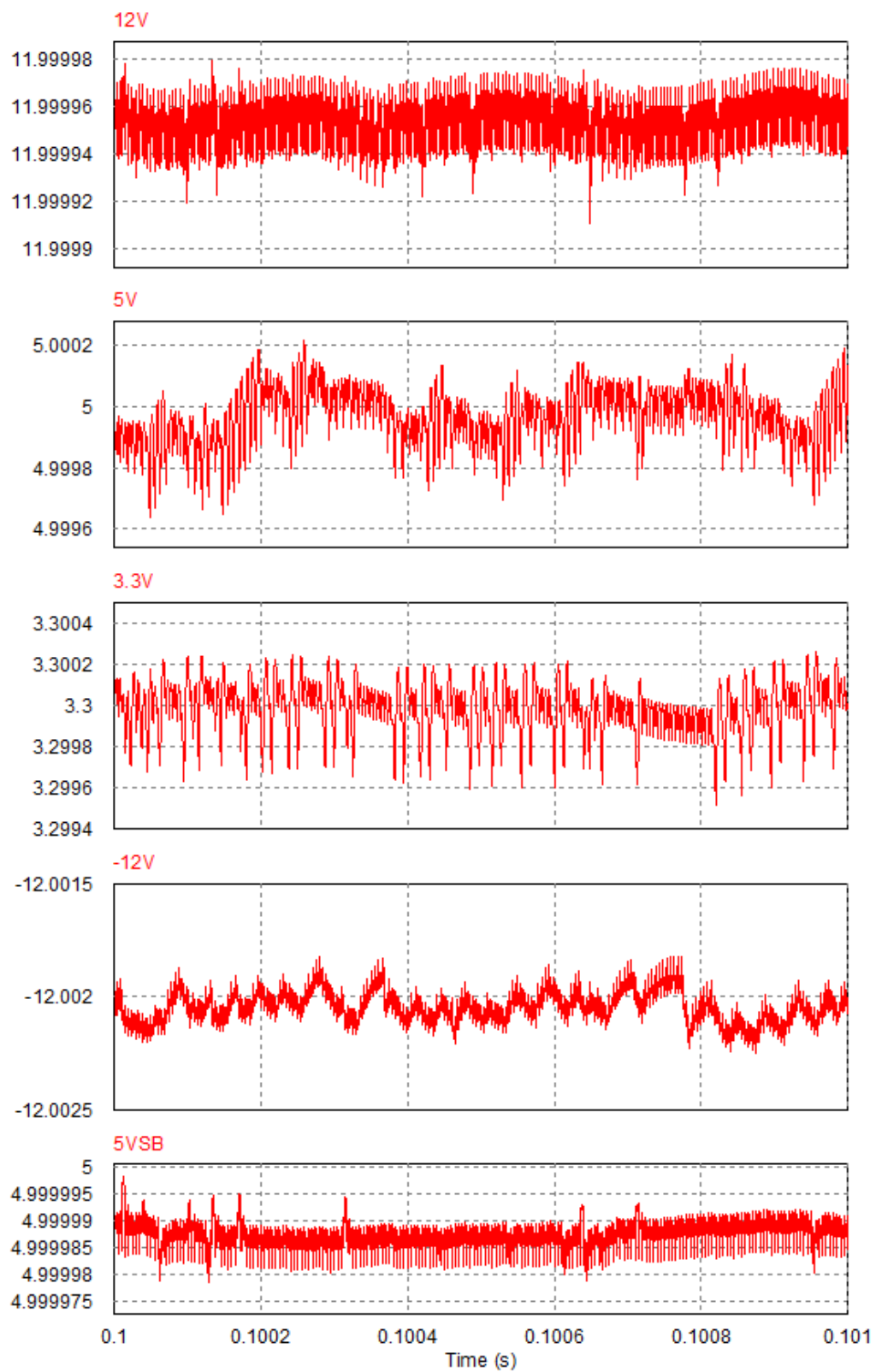


Figura A.9: Ruído na tensão de saída de cada conversor *DC/DC* em regime permanente a 10% da corrente nominal, com a carga capacitiva, e com tensão de entrada a 60V.

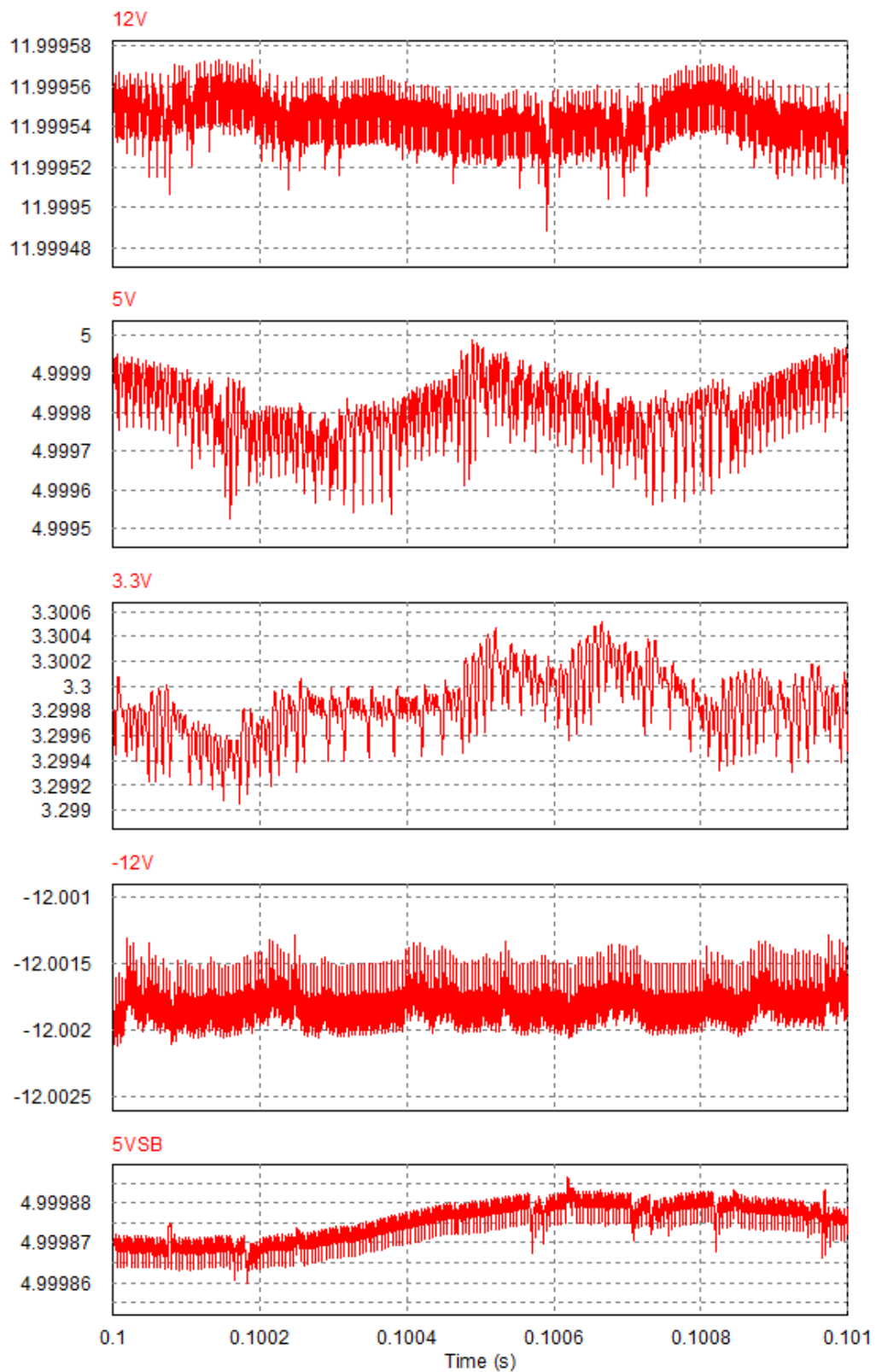
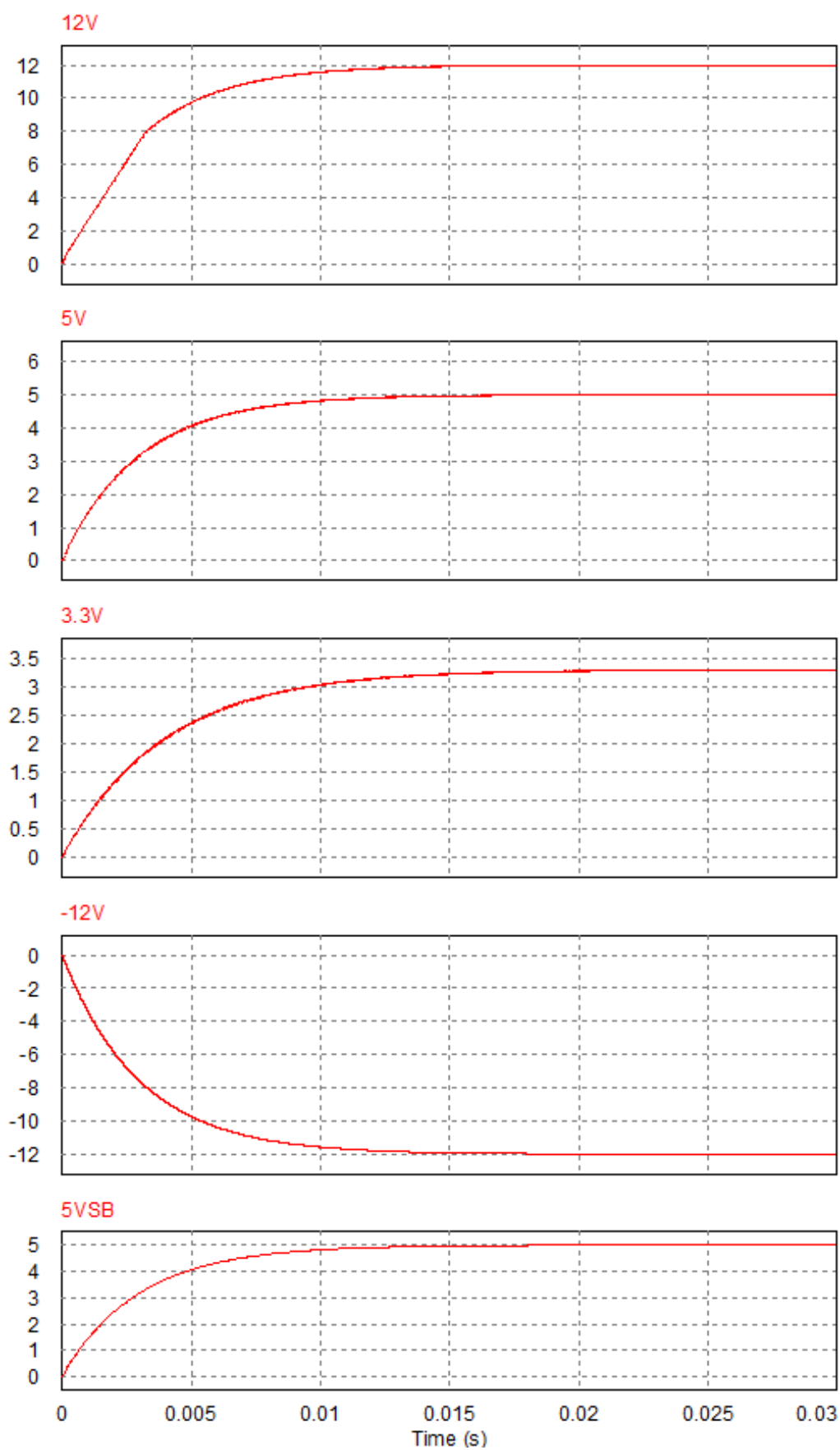


Figura A.10: Ruído na tensão de saída de cada conversor DC/DC em regime permanente a 100% da corrente nominal, com a carga capacitiva, e com tensão de entrada a 60V.

Figura A.11: Arranque dos conversores *DC/DC* sem carga aplicada.

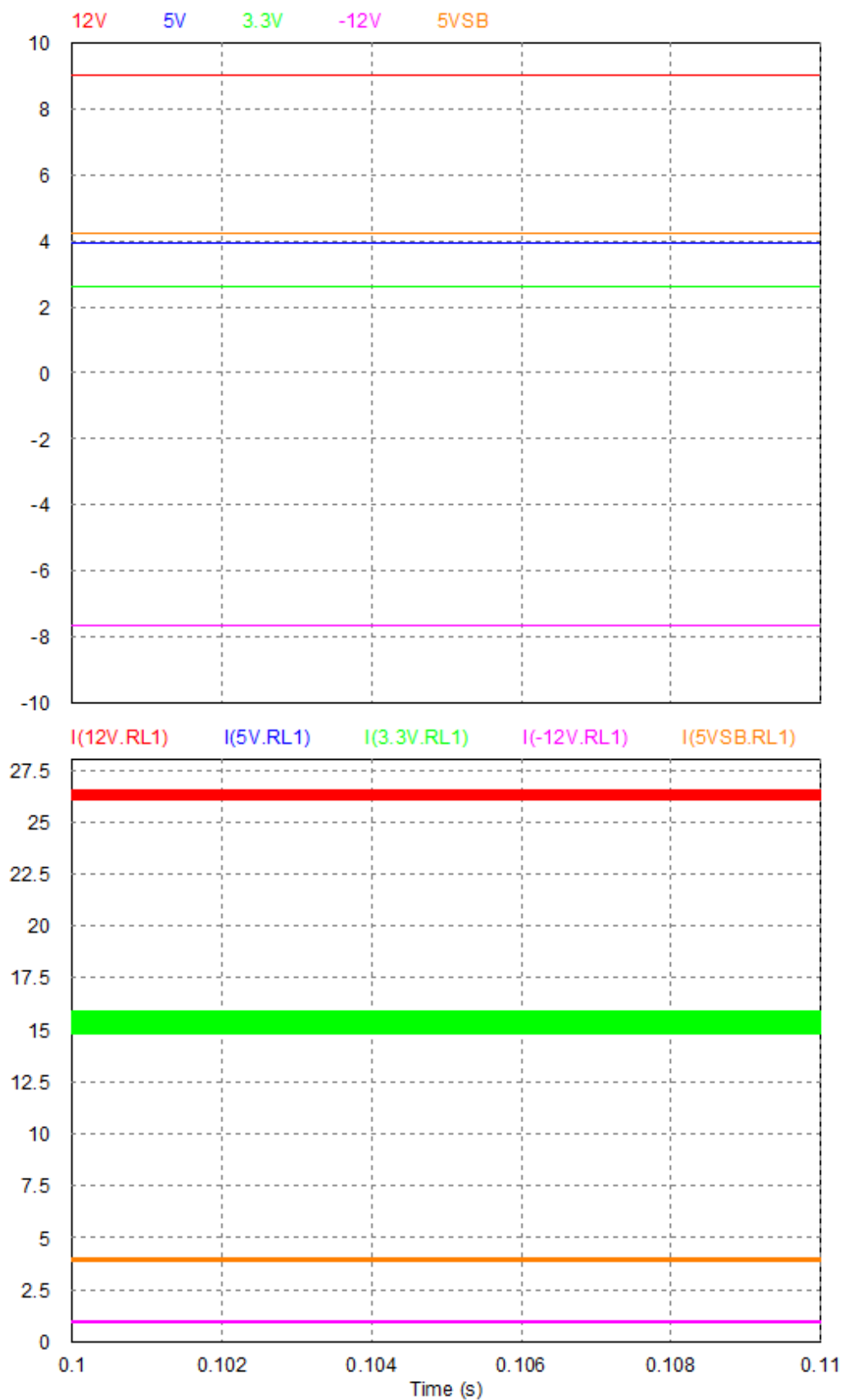


Figura A.12: Limitação de corrente nos conversores DC/DC , para potências acima do estipulado. Imagem de cima apresenta o nível de tensão de saída de cada conversor. Imagem de baixo apresenta o nível de corrente de saída de cada conversor no seu limite estabelecido.

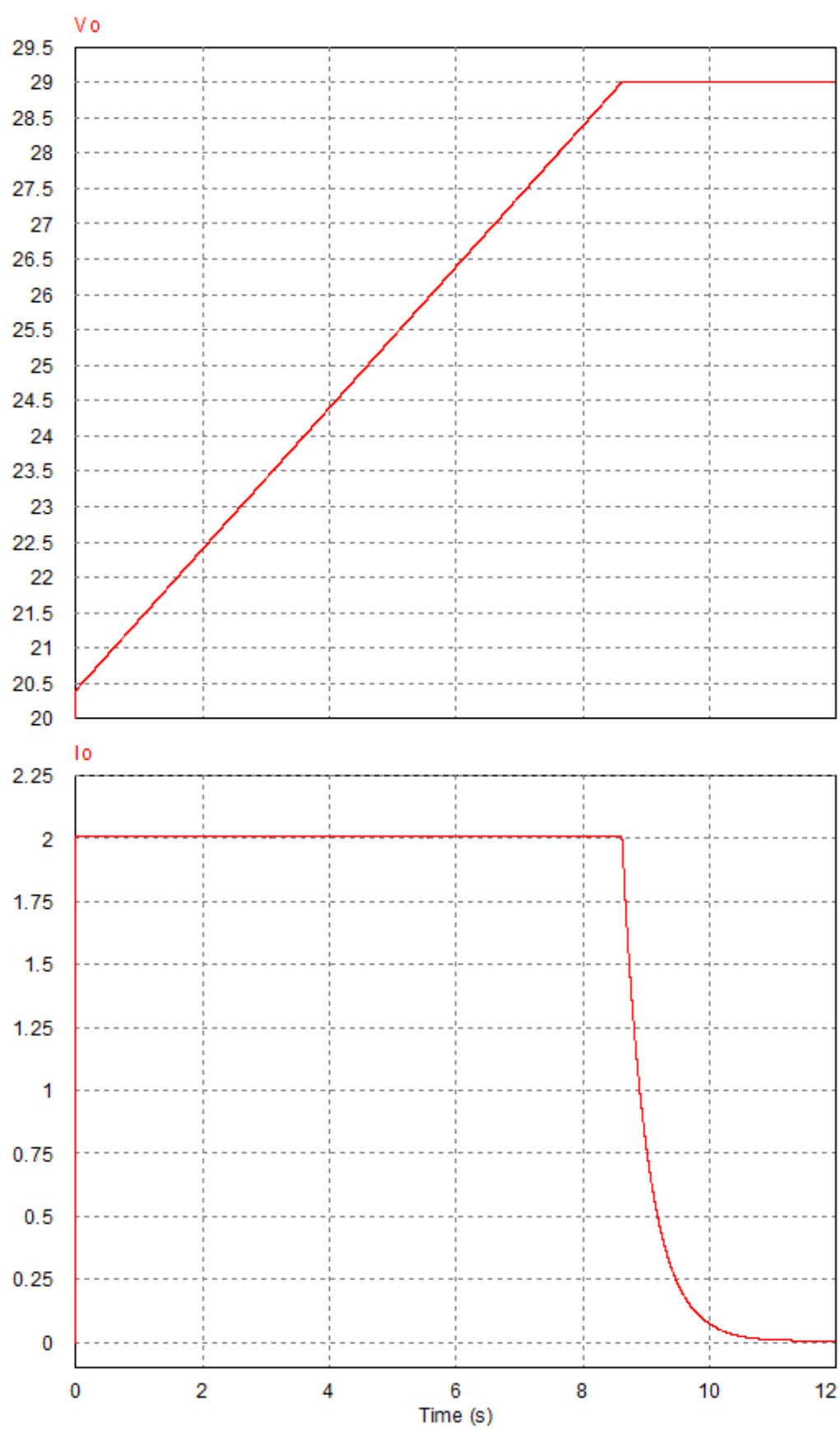


Figura A.13: Perfil da tensão e corrente durante o carregamento da bateria.

Bibliografia

- [1] Electronic Design.
- [2] How Lead Acid Batteries Work.
- [3] Peak Energy & Resources, Climate Change, and the Preservation of Knowledge.
- [4] VS Series™ VS350 — 350 Watt Power Supply.
- [5] Wikipedia.
- [6] Battery University, 2015.
- [7] Mokhtar Ali, Mohamed Orabi, Mahrous E. Ahmed, and Abdelali El-Aroudi. A single stage SEPIC PFC converter for LED street lighting applications. *2010 IEEE International Conference on Power and Energy*, pages 501–506, 2010.
- [8] Rui Chen, Student Member, and Jih-sheng Lai. *Analysis and Design of DCM SEPIC PFC with Adjustable Output Voltage*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2015.
- [9] Semiconductor Components Industries. LC Selection Guide for the DC-DC Synchronous Buck Converter. *Semiconductor Components Industries*, pages 1–7, 2013.
- [10] Intel. *Power Supply - Design Guide for Desktop Platform Form Factors*. 1.2 edition, 2008.
- [11] Daesik Kim and Hanju Cha. Kt Factor analysis of lead-acid battery for nuclear power plant, 2013.
- [12] D Linden and T B Reddy. *Handbook of batteries*. McGraw-Hill handbooks. McGraw-Hill, 2002.
- [13] J M Miller, Institution of Engineering, and Technology. *Propulsion Systems for Hybrid Vehicles, 2nd Edition*. Energy Engineering Series. Institution of Engineering and Technology, 2010.
- [14] Electric Vehilce Team MIT. A Guide to Understanding Battery Specifications. 2008.
- [15] Application Note. Active PFC for Electronic Power Supplies. (2):2–3.

- [16] Mehul Oswal, Jason Paul, and Runhua Zhao. A Comparative Study of Lithium-Ion Batteries. *University of Southern California*, page 31, 2010.
- [17] T Reddy. *Linden's Handbook of Batteries, 4th Edition*. McGraw-Hill Education, 2010.
- [18] L Rossetto, G Spiazzi, and P Tenti. Control techniques for power factor correction converters. *Proc. PEMC'94*, pages 1–9, 1994.
- [19] Donald Schelle and Jorge Castorena. Buck-Converter Design Demystified. *Power Electronics Technology*, (June):46–53, 2006.
- [20] ON Semiconductor. *Power Factor Correction*. Rev. 5 apr edition, 2014.
- [21] D.S.L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda. The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(5):630–637, 1997.
- [22] J. Sebastián;F. Reis;J. Uceda;D. Simonetti. Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode. *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, (January 2016):283–287, 1992.
- [23] Spitzenberger Spies. IEC/EN 61000-3-2, 2009.
- [24] Borong Wu, Yonghuan Ren, and Ning Li. LiFePO₄ Cathode Material. *Electric Vehicles – The Benefits and Barriers*, pages 199–216, 2011.